

НАЦІОНАЛЬНИЙ ТЕХНІЧНИЙ УНІВЕРСИТЕТ УКРАЇНИ
"КИЇВСЬКИЙ ПОЛІТЕХНІЧНИЙ ІНСТИТУТ
імені ІГОРЯ СІКОРСЬКОГО"

Факультет електроніки

(повна назва інституту/факультету)

Кафедра акустики та акустoeлектроніки

(повна назва кафедри)

“На правах рукопису”

УДК 534.75

“До захисту допущено”

Завідувач кафедри

Дідковський В.С.

(підпис)

(ініціали, прізвище)

“ ” 20__ р.

Магістерська дисертація

зі спеціальності (спеціалізації) 171 Електроніка

(код та назва спеціальності)

на тему: Застосування фокусованого ультразвуку для диференційної діагностики слуху людини.

Виконала студентка 6 курсу, групи ДГ-62м

(шифр групи)

Ляшко Дарія Олександрівна

(прізвище, ім'я, по батькові)

(підпис)

Науковий керівник проф.каф. А та АЕ, докт. техн. наук Найда С.А.

(посада, науковий ступінь, вчене звання, науковий ступінь, прізвище та ініціали)

(підпис)

Консультант

(посада, науковий ступінь, вчене звання, науковий ступінь, прізвище та ініціали)

(підпис)

Рецензент

(посада, науковий ступінь, вчене звання, науковий ступінь, прізвище та ініціали)

(підпис)

Засвідчую, що у цій магістерській дисертації
немає запозичень з праць інших авторів без
відповідних посилань.

Студент

(підпис)

Київ – 2018 року

**Національний технічний університет України
"Київський політехнічний інститут
імені Ігоря Сікорського"**

Факультет _____ Електроніки _____
(повна назва)

Кафедра _____ Акустики та акустoeлектроніки _____
(повна назва)

Освітньо-кваліфікаційний рівень _____ "магістр"
(назва ОКР)

Спеціальність (спеціалізація) _____ 171 «Електроніка» _____
(код і назва)

ЗАТВЕРДЖУЮ
Завідувач кафедри
_____ В.С.Дідковський
(підпис) (ініціали, прізвище)
" 11 " травня 2018 р.

**ЗАВДАННЯ
на магістерську дисертацію студенту**

_____ Ляшко Дарії Олександрівні _____
(прізвище, ім'я, по батькові)

1. Тема дисертації Застосування фокусованого ультразвуку для
диференційної діагностики слуху людини.
науковий керівник дисертації Найда С.А., докт. техн. наук, проф.
(прізвище, ім'я, по батькові, науковий ступінь, вчене звання)

кафедри А та АЕ
затверджені наказом по університету від " 09 " лютого 2018 р. № 691-с.

2. Строк подання студентом роботи " 11 " травня 2018 р.

3. Об'єкт дослідження є процес перетворення електричної енергії в
акустичну в певній смузі частот.

4. Вихідні дані – для магістерської дисертації робоча частота – 2.5 МГц;
межі глибини зондування $r_{\min}=30$ мм, $r_{\max}=40$ мм; швидкість поширення
ультразвукової хвилі в м'якій тканині $c=1540$ м/с.

5. Перелік завдань, які потрібно розробити _____

5.1 Аналітичний огляд літературних джерел _____

5.2 Розрахунок циліндричного неперервного хвильового фронту _____

5.3 Дослідження параметрів експериментального приладу

5.4 Розроблення стартап-проекту

6. Перелік графічного матеріалу (з точним зазначенням обов'язкових креслень) презентація

7. Орієнтований перелік публікацій:

Найда С.А., Ляшко Д.А. Особенности применения акустических фокусирующих линз в пассивной акустотермометрии биологических объектов // Електроніка та зв'язок.-2015.-№ 2 (85).-С.46-52.

Ляшко Д.О. Експериментальне дослідження фокусуючого випромінювача для впливу на завитку внутрішнього вуха людини // X Міжнародна науково-технічна конференція молодих вчених «Електроніка-2017». – К.: «КПІ імені Ігоря Сікорського», 2017. – 311с.

Ляшко Д.О. Експериментальне дослідження фокусуючого випромінювача для впливу на завитку внутрішнього вуха людини // XI Міжнародна науково-технічна конференція молодих вчених «Електроніка-2018».– К.: «КПІ імені Ігоря Сікорського», 2018. – 364с.

7. Консультанти розділів роботи

Розділ	Прізвище, ініціали та посада консультанта	Підпис, дата	
		завдання видав	завдання прийняв

7. Дата видачі завдання 12 лютого 2016 року

Календарний план

№ з/п	Назва етапів виконання магістерської дисертації	Строк виконання етапів роботи	Примітка
1	Аналітичний огляд літературних джерел	12.02.2018-25.02.2018	
2	Розрахунок циліндричного неперервного хвильового фронту	26.02.2018-11.03.2018	
3	Дослідження параметрів експериментального приладу	12.03.2018-15.04.2018	
4	Розроблення стартап - проекту	16.04.2018-29.04.2018	
5	Оформлення ПЗ та презентації	30.04.2018-06.05.2018	

Студент

(підпис)

Ляшко Д.О.
(ініціали, прізвище)

Науковий керівник дисертації

(підпис)

Найда С.А.
(ініціали, прізвище)

РЕФЕРАТ

Магістерська атестаційна робота містить основну частину на 104 аркушах, ілюстрацій 28, посилань 22.

Метою роботи є висвітлення перспективного методу впливу на слухову систему людини, аналіз основних видів біоакустичних фокусуючих систем.

В розрахунковій частині були проведені розрахунки геометричних розмірів перетворювача, та електричних та акустичних параметрів схеми.

Було проведено порівняння теоретичних та експериментальних амплітудно-частотних та фазово-частотних характеристик.

Результати проведеної роботи можна використовувати для впровадження нового методу впливу сфокусованого п'єзокерамічного перетворювача для локального впливу на внутрішнє вухо людини.

ФОКУСОВАНИЙ УЛЬТРАЗВУК, ФАЗОВАНА РЕШІТКА,
П'ЄЗОКЕРАМІЧНИЙ ПЕРЕТВОРЮВАЧ, ДИНАМІЧНЕ ФОКУСУВАННЯ.

ANOTATION

The goal of this paper is illumination of perspective method of influence on the auditory system of man, analysis of basic advantages of transformer with a circular phased grate.

The paper presents comparative characteristics of types of phased arrays are in-process presented, conducted choice of optimal piezoceramic for a piezoceramic transformer.

There were the conducted calculations of geometrical sizes of transformer in calculation part, and electric and acoustic parameters of chart. Conducted job performances can be used for development and creation of new focused piezoceramic transformer for local influence on the internal ear of man.

The paper contains the main part on 104 pages and consists of an introduction, 4 chapters, 28 figures, 22 references.

ПЕРЕЛІК УМОВНИХ СКОРОЧЕНЬ ТА ПОЗНАЧЕНЬ

АЧХ – амплітудно-частотна характеристика;

ПЕП – п'єзоелектричний перетворювач;

ПКП – п'єзокерамічний перетворювач;

УЗ – ультразвук;

ФР – фазована решітка;

ФУЗ – фокусований ультразвук;

ФЧХ – фазово-частотна характеристика.

ЗМІСТ

ВСТУП

1. Аналітичний огляд літературних джерел
 - 1.1. Застосування фокусованого ультразвуку в отологічній практиці
 - 1.2. Безпечність ультразвуку
 - 1.3. Оптимальні параметри впливу ультразвуку
 - 1.4. Біоакустині фокусуючі системи
 - 1.4.1. Спіральне розташування елементів дворівневих ультразвукових терапевтичних масивів
 - 1.4.2. Фокусування з використанням багатоеlementної решітки
 - 1.4.3. Фокусуюча система- лінза з метаматеріалів
2. Розрахунок акустичних та електричних параметрів п'єзокерамічного перетворювача для впливу на слухову систему людини
 - 2.1. Розподіл амплітуди тиску по вісі і в фокальній площині хвильового фронту
 - 2.2. Циліндричний фронт кінцевої довжини
 - 2.3. Чотириполіусники елементів ультразвукових систем випромінювач, приймач, випромінювач-приймач
 - 2.4. Результати розрахунків основних параметрів випромінювача
3. Дослідження параметрів експериментального приладу
 - 3.1. Вимірювання амплітудно-частотних характеристик активної та реактивної складових електричного імпедансу п'єзоперетворювача
 - 3.2. Вимірювання випромінюваної ультразвукової потужності
 - 3.3. Порівняння теоретичних та експериментальних результатів сфокусованого випромінювача
4. Розроблення стартап – проекту
 - 4.1. Опис ідеї проекту (товару, послуги, технології)
 - 4.2. Технологічний аудит ідеї проекту
 - 4.3. Аналіз ринкових можливостей запуску стартап-проекту
 - 4.4. Розроблення ринкової стратегії проекту

4.5. Розроблення маркетингової програми стартап-проекту

ВИСНОВКИ

ПЕРЕЛІК ПОСИЛАННЯ

ДОДАТКИ

1. Лістинг програми розрахунків
2. Складальний кресленик

ВСТУП

Актуальність теми. На сьогоднішній день клінічні варіанти використання ультразвуку численні і різноманітні, і ультразвукова діагностика є одним з найбільш швидко зростаючих методів візуалізації в медицині.

У зв'язку з цим зростає інтерес використання для вивчення слуху, таких подразників, як лазер і ультразвук, оскільки їх застосування дозволяє дратувати різні рецепторні і провідникові нервові структури і легко порівнювати отримані результати [1].

Фокусування УЗ дозволяє не тільки отримувати звукові зображення (системи звуковведення та акустичної голографії), але і концентрувати звукову енергію. За допомогою УЗ-вих фокусуючих систем можна формувати задані характеристики спрямованості випромінювачів і керувати ними.

Фокусований ультразвук мегагерцевого діапазону частот має унікальні властивості, наприклад, - можливість дії на глибинні структури органів без впливу на поверхневі. Проте, кількість робіт, присвячених фокусуванню ультразвуку мегагерцевого діапазону, незаслужено мало. До теперішнього часу показана можливість використання фокусованого ультразвуку в дерматології та невропатології, є успішний - досвід застосування фокусованого ультразвуку в отоларингології, знайдені особливості сприйняття фокусуючого ультразвуку в нормі і при різних захворюваннях (Гаврилов Л.Р. та ін., 1983; Антипов В.І. та ін., 1985; Вартанян Н.А. і "ін., 1985) [1].

Не дивлячись на те, що ефекти фокусування звукових хвиль при відбитті від вогнутих поверхонь були відомі багато століть тому і описувались в 17 столітті (Кірхнер, 1673), а перші дослід зібральними звуковими лінзами та зональної платівкою були проведені в середині та в кінці 19 століття (Зодхауз, 1852; Хаєх, 1856; Гезехус, 1886; Релей, 1888),

регулярні досліді почали проводити лише з 20 століття, коли з'явилися випромінювачі звукових та ультразвукових хвиль і були розроблені порівняно прості та надійні методи їх реєстрації (Леонтьєв, 1925; Хопвуд 1925; Обата та Іосіда, 1930; Гройцмахер, 1935; Без-Барділі, 1935) [1].

Початок робіт по застосуванню потужного фокусованого ультразвуку для локального впливу на глибокі структури організму пов'язане з ім'ям В. Фрая (США). У 1950-і рр. їм було виготовлено установку для застосування фокусованого ультразвуку в нейрохірургії, яка створювала локальні руйнування заданого розміру в глибоких структурах мозку тварин, проведені випробування, досі часто цитовані в літературі. Дослідження медичних додатків фокусованого ультразвуку почалися в 1970-х в акустичному інституті ім. М.М. Андрєєва. Дослідження проводилися в різних галузях медицини. Також і в напрямку отоларингології, слухопротезування та діагностики захворювань органів слуху (НДІ вуха, горло, носа: А.С. Розенблюм, Е.М. Цирульников, В.І. Пудов) [2].

Існують, експериментальні дані, які свідчать про те, що безпосередня дія ультразвуку також грає роль в стимулюючому ефекті ФУЗ. Наприклад, з допомогою ультразвуку можна було стимулювати не тільки рецептори (волоскові клітини) вушного лабіринту людини, як при звичайному (звуковому) слуханні, але також і волокна слухового нерву. Можливість прямої активації волокон слухового нерву ФУЗ підтримана спостереженнями у деяких глухих людей зі зруйнованим рецепторним апаратом, які могли сприймати слухову інформацію, передану за допомогою амплітудно-модульованого ФУЗ, тоді як звукопідсилюючі слухові апарати не дозволяли почути [3].

Відмінності між вимірюваними з допомогою ФУЗ і стандартними граничними аудіограми при різних захворюваннях органів слуху були використані в якості діагностичних критеріїв. Висока ефективність такого способу для діагностики різних порушень слуху була продемонстрована на

сотнях пацієнтів. Показано також, що спосіб може виявитися корисним для відбору пацієнтів на електродне (електро-імплантації) протезування [2].

Японськими вченими [4] у 1987 році був запатентований ультразвуковий перетворювач з фазованою решіткою для ультразвукового дослідження. В якому електричні сигнали подаються на ультразвукові перетворювальні елементи для генерування променів для діагностичного сканування.

Американськими вченими [5] у 2010 році був запатентований вдосконалений ультразвуковий перетворювач, який здатний приймати сигнали в широкому діапазоні частот з незалежним і змінним контролем над трактами передачі та прийому у воді.

Тому, дана робота є актуальною і сприяє більш глибокому вивченню одного з методів сфокусованого ультразвуку, а також відображає перспективи його застосування враховуючи новітні розробки в цій галузі.

Постановка задачі. Проаналізувати літературні джерела з питань актуальності, розробки та використання сфокусованого ультразвуку в медицині. Провести розрахунки утвореного акустичного поля з використанням плоскої акустичної лінзи та перетворювача з випуклою акустичною лінзою.

Обґрунтування необхідності проведення дослідження. В сучасному світі актуальність використання сфокусованого ультразвуку в отіатрії не досліджена. Тому необхідність розгляду перетворювача з локальним впливом на завитку внутрішнього вуха людини для перевірки доцільності проведення кохлеарної імплантації є актуальним.

Мета та завдання дослідження. Метою роботи є висвітлення перспективного методу впливу сфокусованим перетворювачем на слухову систему людини, аналіз отриманих теоретично та експериментальних результатів. Для досягнення поставленої мети були сформульовані наступні завдання:

1. Розрахунок геометричних розмірів елементів сфокусованого перетворювача з випуклою лінзою.
2. Провести експериментальне дослідження амплітудно-частотної характеристики сфокусованого перетворювача та співставлення результатів з розрахованими теоретично.
3. Провести експериментальне дослідження визначення випромінюваної акустичної потужності та співставлення з розраховано теоретично.
4. Проаналізувати отримані результати та визначити доцільність майбутнього вдосконалення та використання.

Об'єкт дослідження. Об'єктом дослідження є процес перетворення електричної енергії в акустичну в певній смузі частот.

Предмет дослідження. Предметом дослідження є перетворювач сфокусованого ультразвуку з випуклою акустичною лінзою.

Методи дослідження. Методом дослідження є теоретичне дослідження сфокусованого перетворювача з використанням лінзи, а також теоретичний та експериментальний розрахунок амплітудно-частотних характеристик перетворювача та випромінюваної потужності.

Наукова новизна одержаних результатів.

Практичне значення одержаних результатів. Отримані результати в роботі можна використовувати для експериментального дослідження впливу на завитку внутрішнього вуха людини та його подальше впровадження в медичних закладах.

Особистий внесок здобувача. На основі проведеного дослідження автором самостійно проведений патентний пошук, розроблена конструкція перетворювача, розраховані теоретичні та експериментальні дослідження для визначення амплітудно частотної характеристики та акустично випромінюваної потужності. Згідно проведених розрахунків можливе експериментальне дослідження випромінювача для локального впливу на слухову систему людини. Зроблено аналіз отриманих результатів.

РОЗДІЛ 1

АНАЛІТИЧНИЙ ОГЛЯД ЛІТЕРАТУРНИХ ДЖЕРЕЛ

В останні роки ультразвук починає грати все більшу роль у наукових дослідженнях. Методи ультразвукових досліджень широко використовуються в біології та медицині. Ультразвук викликає різноманітні і потужні біологічні ефекти. Це проявляється у вигляді механічних, теплових і фізико-хімічних явищ. Активізація обмінних процесів в органах і тканинах, поліпшення кровопостачання досягається при інтенсивностях ультразвуку до $1-2 \text{ Вт/см}^2$. Більш високі інтенсивності викликають руйнування білків та інших біологічних речовин. Цей феномен використовується в хірургічній практиці [6]. Відображення і розсіювання УЗ на неоднорідностях середовища дозволяють формувати в оптично непрозорих середовищах звукові зображення предметів, використовуючи звукові фокусуючі системи, подібно до того, як це робиться за допомогою світлових променів [7].

Вперше вплив ультразвуку на живі організми і нервову систему простежується починаючи з робіт Fry W.J. . Використовувалися в основному великі потужності УЗ випромінювання, що могло призводити до теплових і механічних ефектів в тканинах. Так, в роботі Bachtold M.R. було використано випромінювання потужністю 80 Вт/см^2 , частотою $0,75 \text{ МГц}$, тривалість експозиції $2,5-15 \text{ хв}$. В окремих роботах наводяться дослідження по успішному порушенню нервової тканини і при більш слабких впливах від 30 до 500 мВт/см^2 (Young RR, Henneman E., 1961; Dinno MA et al., 1989; Dalecki D., 2004; O'Brein WD, 2007; Tyler WJ et al., 2008). Авторами обговорюються різні механізми збудження сфокусованим ультразвуковим пучком різних органів і відділів нервової системи - механічне, теплове вплив, біофізичні ефекти в мембранах клітин, модуляції іонного струму і т.п. (Gavrilov L.R., Gersuni G.V. et al., 1976; Mihran R.T., Barnes F.S., Wachtel H., 1990; Tsui P.H., Wang S.H., Huang C.C., 2005; Wiliam J.Tyler 2010). Описано різні фізіологічні ефекти при фокусуванні ультразвукового променя на різні підкіркові утворення (Rinaldi PC et al.,

1991; Bachtold MR, Rinaldi PC et al., 1998; Hynynen K., Clement G., 2007), використання локального неінвазивного ультразвукового опромінення в терапевтичній практиці (Raso VV et al., 2005; Wagner T., et al., 2007 ; Clement GT, 2004) [7].

1.1 Застосування фокусованого ультразвуку в отоларингології

До теперішнього часу показана можливість використання сфокусованого ультразвуку в дерматології і невропатології, є успішний - досвід застосування фокусованого ультразвуку в отоларингології, знайдені особливості сприйняття фокусованого ультразвуку в нормі і при різних захворюваннях. (Гаврилов Л.Р. та ін., 1983; Антипов В.І. та ін., 1985; Вартанян Н.А. і "ін., 1985). В якості основного чинника, що діє фокусованого ультразвуку, з яким пов'язували появу слухових відчуттів, до моменту початку нашого дослідження розглядалося радіаційне тиск (Пудов В.І., 1985). Однак таке трактування не дозволяла пояснити весь накопичений матеріал. Чи не було остаточно вирішено питання і про місце додатки основного чинника, що діє. Оскільки характер частотно-порогової кривої в аудіології залежить від шляху поширення сигналу, а ультразвукова аудіограма могла не збігатися ні з кісткової, ні з повітряної тональними аудіограми, питання про шляхи поширення сигналу, викликаного фокусованим ультразвуком, такі залишався відкритим [8].

Для розширення області застосування фокусованого ультразвуку мегагерцевого діапазону необхідне поглиблення знань про механізму його впливу на слухову систему [8].

Одним із способів безпосереднього впливу на завитку внутрішнього вуха людини для виклику слухових відчуттів є локальна дія на ділянки завитки з допомогою ультразвукової фокусуєчої системи [9].

З цією метою оптимальним було обстеження хворих з пошкодженням середнього і внутрішнього вуха, що є природними моделями поразок різних відділів слухової системи. Паралельно вирішення питання про механізми дії сфокусованого ультразвуку такі дослідження могли безпосередньо привести

до знаходження між хворими з різною патологією відмінностей в слуховому сприйнятті стимулу, викликаного фокусованим ультразвуком. Це б створило передумови до розробки нових діагностичних тестів, а також сприяло б знаходженню інших можливостей використання сфокусованого ультразвуку. У число захворювань, що підлягають вивченню, було доцільно включити отосклероз як модель патології повітряного звукопроведення (Солдатов І.Б. та ін., 1974), що могло сприяти відповіді на питання про шляхи поширення сигналу, викликаного ультразвуком, до вушного лабіринту. Зміни функції слухової системи, при хворобі Мен'єра, коли головну трудність становить діагностика атипових і змішаних форм (Оліс ВС, 1973), і при нейросенсорної приглухуватості, для якої не вирішені питання як діагностики, так і лікування і прогнозування (Евдощенкс Е.А. , Косаковський А.Л., 1989), є моделі патології звуковосприйняття і можуть бути використані для вирішення питання про рівень докладання стимулу, пов'язаного з впливом фокусованим ультразвуком на аферентні нервові структури слухової системи [8].

Різниця слухових порогів, виміряних при дії звуку і в амплітудно-модульованого ультразвуку показує, що сфокусований ультразвук діє на слухову систему не тільки за рахунок звукових коливань, що виділяються в тканинах голови при демодуляції, як вважали раніше, а й за рахунок коливань ультразвукової частоти. Таким чином ультразвук володіє власним, специфічним дією на аферентні нервові структури, оскільки немодульований ультразвук не діє на рецептори (не викликає слухових відчуттів), а зміна чутливості настає. За аналогією з результатами, отриманими в експериментах на тваринах (Вартанян І.А. і ін., 1981), найбільш ймовірно припустити дію на немієлінізовані аферентні волокна слухового нерва. Величини часу відновлення слухових порогів при дії амплітудно-модульованого ультразвуку після ультразвукової навантаження, подібні зі збільшеним часом відновлення чутливості до звуку після звукового навантаження, у хворих з ураженням волокон слухового нерву підтверджують це припущення (Розенблюм А.С., 1982). Зміна чутливості до

модульованого ультразвуку після навантаження немодульованим (нечутним) ультразвуком показує можливість дії на волокна ізольовано від дії на рецептори [8].

Таким чином, проведені дослідження дозволили зробити висновок про те, що слухове сприйняття при дії сфокусованого ультразвуку залежить не тільки від звукових коливань, що виділяються в тканинах голови при демодуляції, як це вважали раніше (Пудов В.І., 1985), але і від коливань ультразвукової частоти, а також довели можливість безпосередньої дії сфокусованого ультразвуку на провідникові нервові структури. Можливість впливу за допомогою сфокусованого ультразвуку не тільки на рецептори, а й на провідникові нервові структури може бути використана при диференціальній діагностиці захворювань, пов'язаних з різним функціональним станом рецепторного і провідникового відділів слухової системи [8].

Існують, експериментальні дані, які свідчать про те, що безпосередня дія ультразвуку також грає роль в стимулюючому ефекті ФУЗ. Наприклад, з допомогою ультразвуку можна було стимулювати не тільки рецептори (волоскові клітини) вушного лабіринту людини, як при звичайному (звуковому) слуханні, але також і волокна слухового нерву. Можливість прямої активації волокон слухового нерву ФУЗ підтримана спостереженнями у деяких глухих людей зі зруйнованим рецепторним апаратом, які могли сприймати слухову інформацію, передану за допомогою амплітудно-модульованого ФУЗ, тоді як звукопідсилюючі слухові апарати не дозволяли почути. Ці дані були підтверджені експериментами на жабах, у яких рецептори в вушному лабіринті спеціальним чином руйнувалися. У таких випадках були зареєстровані відповіді на ультразвукову стимуляцію нервів в лабіринті. Гістохімічні методи підтвердили, що при цьому ультразвук активував нервові волокна. Схожі результати ультразвукової активації нервових волокон були отримані при реєстрації імпульсної активності

одиначних аферентних волокон кінцівок у щурів при дії ФУЗ на периферичні закінчення цих волокон в рецептивних полях підошви [10].

Отже, результати досліджень показують, що є в крайньому випадку, два фактори, відповідальних за роздратування за допомогою ФУЗ рецепторно-нервових структур, пов'язаних з шкірної чутливістю. Перший з них це односпрямоване вплив, пов'язане з градієнтом зсувного зміщення середовища за рахунок радіаційної сили, другий - безпосередня дія ФУЗ, пов'язане з відомими біологічними ефектами ультразвуку, такими як нагрівання тканин при деяких режимах впливу, коливання газових бульбашок, наявних в біологічних середовищах, підвищення проникності мембран і т.п [10].

Спостереження показали, що пороги різних відчуттів, викликаних ФУЗ, вимірюються з високою точністю. Ряд неврологічних і шкірних захворювань, а також патологія органів слуху супроводжуються значною різницею чутливості сприймають нервових структур в порівнянні з нормою. Порівнюючи пороги різних відчуттів, викликаних стимулами ФУЗ у людей в нормальному і патологічних станах, можна діагностувати захворювання і оцінювати ступінь розвитку патологічних процесів. Наприклад, така діагностика і оцінки були проведені у пацієнтів з різними неврологічними та шкірними захворюваннями. Виявлено і представлені кількісно не тільки розлади чутливості, а й "субклінічні" її порушення, які не могла виявити традиційна діагностика. Були проведені вимірювання порогів слуху при дії на вушної лабіринт ФУЗ, модульованим по амплітуді стандартними аудіометричного октавними частотами. Відмінності між вимірюваними з допомогою ФУЗ і стандартними граничними аудіограми при різних захворюваннях органів слуху були використані в якості діагностичних критеріїв. Висока ефективність такого способу для діагностики різних порушень слуху була продемонстрована на сотнях пацієнтів. Показано також, що спосіб може виявитися корисним для відбору пацієнтів на електродне (електро-імплантації) протезування [10].

1.2 Безпечність ультразвуку.

На підставі епідеміологічних даних, доступних і сучасних знань інтерактивних механізмів, немає достатніх підстав, щоб виправдати висновок про причинно-наслідкового зв'язку між ультразвуковою діагностикою і визнаних побічних ефектів в організмі людини. Деякі дослідження показали ефекти впливу діагностичного ультразвуку під час вагітності, таких як низька вага при народженні, затримка мови та дислексії. Інші дослідження не виявили таких ефектів. Епідеміологічні дані засновані на умовах опромінення до 1992 року, рік, в якому акустичні межі ультразвукових машин істотно зросли для плоду. Питання про безпеку обговорюється більше, тому що все більше і більше додатків були виявлені, а промисловість виробляє технічно складні пристрої, які забезпечують більш діагностичної інформації [11].

Найвищі температури, як правило, відбуваються в тканини в області де ультразвуковий промінь потрапляє на тканину в фокальній області. Оскільки підвищення температури пов'язано як ультразвукової потужності і обсягу тканину, нам потрібно мати на увазі, чи промінь сканує, іншими словами, чи рухається обладнання промінь або утримує його в нерухомому стані. Від скановані режими, такі як В-режиму візуалізації і Doppler кольору потоку, розподіляють енергію по великому обсягу. У сканованих режимах, найвища температура часто на поверхні, де ультразвук надходить в організм. Невідскановані режими, такі як спектральний Doppler і М-режими, концентрувати енергію уздовж однієї лінії у пацієнта і депонування енергії уздовж стаціонарного ультразвукового променя. Енергія розподіляється на набагато менший обсяг тканини, ніж в сканованому випадку. У невідсканованих режимах, найвище підвищення температури знаходиться між поверхнею і фокусом. Іншими словами, найгарячіша точка вздовж центральної осі пучка і проксимальних до фокальній точці, а не в точці фокусу. Точне місце розташування залежить від ослаблення тканин і властивостей поглинання і фокусної відстані променя. Для довгих фокусних

відстаней, розташування максимального підвищення температури може лежати ближче до поверхні, але для коротких фокусних відстаней, як правило, ближче до фокусу [11].

Фокусування ультразвукового променя потужність в пучку на невеликій площі, тим самим покращуючи зображення бокового дозволу, але і викликає більш високу інтенсивність і потенціал для більш високих температур [11].

Важливим аспектом є час. УЗ хвилі можуть випромінюватися в імпульсному вигляді хвилі. Там є прилив енергії, а потім є період мовчання. Потім, є ще один імпульс і більше тиші, і так далі. Під час імпульсу, акустична інтенсивність висока, але в тиші, інтенсивність дорівнює нулю. Якщо ми візьмемо весь повторюваний період часу, як пульс і тишу, а в середньому інтенсивність УЗ протягом довгого часу, ми стикаємося з тимчасовою середньою інтенсивністю, які можуть бути в тисячу разів менше, ніж миттєвої або тимчасової пік інтенсивності, що відбувається під час імпульсу. На додаток до часу усереднення, є ще час концепція, яка впливає на підвищення температури: тривалість впливу ультразвуку, або як довго в одному місці проектується під час обстеження. Це вимагає часу для вимірювання температури тканини, чим довша тривалість експозиції, тим більша ймовірність біологічного ефекту [11].

Також стверджувати, що отримані дані є недостатніми для доказу повної безпеки. Той факт, що дослідження з безпеки тривають, демонструє постійний інтерес медичної та наукової громадськості до даних, які дали б гарантію безпеки ультразвукового способу отримання зображень. Тривалі дослідження будуть збагачувати наші знання та сприяти подальшій модернізації обладнання.

1.3 Оптимальні параметри впливу ультразвуку.

У клінічній практиці інтенсивність ультразвуку вибирають в межах $0,1-1 \frac{Вт}{см^2}$, тривалість процедури становить 3-10 хв. Вважається, що при такій дозі необоротних небезпечних змін в тканинах не виникає. Взаємодія біологічного об'єкта і його відповідної реакції на вплив ультразвуку здійснюється в кілька етапів (стадій) [12].

На першому етапі енергія ультразвуку поглинається тканинами (жирова тканина поглинає приблизно в 4 рази, м'язова - в 10, а кісткова - в 75 разів сильніше, ніж кров). В результаті в них відбуваються явища псевдокавітації, механічної дезінтеграції, світіння, електронного збудження, зміни структури води. УЗ опромінення на другий фізико-хімічній стадії впливає на первинні процеси (біологічні, електрокінетичні, фізико-хімічні та ін.). В результаті УЗ поглинається речовиною клітин і тканин, де спостерігаються конформаційний ефект, іонні зрушення, утворення вільних радикалів, підвищення температури. У живій клітині є мінімум три місця, на які впливають фізичні фактори, забезпечуючи перемикання потоків енергії в організмі: макромолекули зовнішньої оболонки клітини, мітохондрії і ядро. Під впливом УЗ відбувається мікро вібрація або мікро масаж на клітинному і субклітинному рівнях, стимулюються процеси мікро циркуляції, збільшується проникність клітинних мембран. Зміни клітинних мембран в свою чергу призводять до змін концентрацій різних речовин в клітині і її найближчому оточенні, а також до зміни швидкості ферментативних реакцій (низька активування і переважно придушення ферментативних реакцій в клітині внаслідок порушення оптимуму концентрацій речовин, необхідних для функціонування ферментів) [12].

1.4. Біоакустичні фокусуючі системи

В останні десятиліття використання ультразвукового фокусу, високої інтенсивності стало одним з найбільш ефективних і швидко розвивається область медичної фізики [13].

Ультразвукове фокусування найчастіше виконується за допомогою одиночних п'єзокерамічних перетворювачів, сформованих як частина сферичної оболонки. Такі радіатори відносно прості, недорогі, і простий у виробництві; це, безсумнівно, великі переваги. Одним з недоліків є їх фіксована фокусна відстань і, таким чином, відносно низька гнучкість. Для руйнування біологічної тканини з відносно великим об'ємом (кілька см³ і більше) позиціонери повинні використовуватися для механічного перекладу фокусуючої системи. Оскільки з практичного досвіду відомо, що це займає декілька годин, використання хірургічних вставних датчиків із фіксованими фокусними відстанями не завжди можливо. Чіткі переваги надаються ультразвуковим фазованим матрицям, які дозволяють змінювати положення зони фокусування без механічного переміщення самого масиву та одночасно створювати кілька вогнищ. В останні роки спостерігається чітка тенденція до збільшення інтенсивності ультразвуку при обробці тканин за допомогою фокусуючого ультразвуку. Дослідження досягли рівня, коли вони часто використовують інтенсивність на поверхні перетворювача, близькі до максимально допустимих за сучасними технологіями (десятки Вт/см²). В той же час існує велика потреба у збільшенні потужності, що випромінюється перетворювачем, не шляхом подальшого підвищення інтенсивності на її поверхні, але за допомогою таких непередбачених методів, що варіюють геометрію систем фокусування [13].

1.4.1 Спиральне розташування елементів дворівневих ультразвукових терапевтичних масивів

В роботі [13] показана розробка нового покоління фазованих масивів, заснованого на використанні щільно вміщених елементів, розташованих по спіралі на їх поверхні, та представляє можливі конструкції для цих масивів. Розглянемо деякі загальні риси створення полів мультиелементних масивів. Було припущено лінійний характер поширення акустичних хвиль. Поля джерел можна описати з високим ступенем точності, використовуючи інтеграл Релея [13]:

$$p(\vec{r}) = -i\rho_0 c_0 \frac{k}{2\pi} \int_S \frac{V(\vec{r}') e^{ik|\vec{r}-\vec{r}'|}}{|\vec{r}-\vec{r}'|} dS \quad (1.1)$$

де p - це складна амплітуда акустичного тиску в точці з координатою \vec{r} ; V - амплітуда нормальної складової швидкості випромінювальної поверхні dS ; \vec{r} є радіус-вектор поверхневого елемента; $k = \omega / c_0$ - це хвильове число, ω - кутова частота; ρ_0 і c_0 є щільність і швидкість звуку середовища. Давайте припустимо, що джерело є монохроматичним, а коливальна швидкість та акустичний тиск змінюються з плином часу $\exp(-i\omega t)$. Оскільки інтеграція формується уздовж випромінюваної поверхні S . Формула (1.1) дозволяє нам обчислити акустичне поле в просторі, виходячи з розподілу нормальної складової від коливальної швидкості на поверхні джерела. Коли ця поверхня є частиною сфери з радіусом F (як у випадку фокусуючих перетворювачів), вираз для амплітуди акустичного тиску P_F в геометричному фокусі (у центрі сфери, де $|\vec{r}-\vec{r}'| = F$) приймає просту форму [13]:

$$P_F = -i\rho_0 c_0 \frac{ke^{ikF}}{2\pi F} \int_S V(\vec{r}') dS. \quad (1.2)$$

Коли джерелом є багатоелементний масив з постійною коливальній швидкістю $V = V_0$ на поверхні елемента та нульовою швидкістю поза елементами, просте вираз для коефіцієнта підсилення фокусуючої системи впливає з (1.2) [13]:

$$K_F = \left| \frac{P_F}{P_0} \right| = \frac{S_0}{\lambda F}, \quad (1.3)$$

де $P_0 = \rho_0 c_0 V_0$ є характерна амплітуда акустичного тиску на випускаючої поверхні, $\lambda = 2\pi / k$ це довжина хвилі, і S_0 це загальна площа всіх активних елементів. Будь-яке збільшення тиску при фокусі відносно характерного тиску на поверхні елемента є отже, незалежно від специфіки положення елементів на сферичній поверхні джерела і визначається лише площею S_0 . Це означає, що визначальним параметром є щільність упаковки масиву активними елементами [13]:

$$\Psi = \frac{S_0}{S}. \quad (1.4)$$

Тут S - сумарне джерело площа Вираження (1.3) еквівалентно [13]:

$$K_F = \Psi \frac{S}{\lambda F}, \quad (1.5)$$

тобто, при певних геометричних розмірах джерела коефіцієнт підсилення для хвильової амплітуди в геометричному фокусі пропорційний щільності упаковки Ψ . Тому матриці з тісним пакуванням елементів, де коефіцієнт Ψ близький до 100%, найкраще для отримання полів високої інтенсивності. Як було зазначено вище, окрім досягнення високої інтенсивності в геометричному фокусі, однією з причин використання масиву є можливість динамічного фокусування за допомогою відповідної фазування елементів. Тут масштаби та характер узгодження елементів мають важливе значення; тобто проблема оптимізації є більш складною [13].

До недавнього часу двомірні фазовані масиви, розроблені і вироблені в ряді лабораторій, були тільки регулярними, а найбільш часто використовувані масиви квадратні елементи, щільно упаковані в вузли квадратного масиву. Наші дослідження показують, що це найменш вдалий елемент [13].

Поверхні таких масивів щільно заповнені активними елементами (незважаючи на технологічні зазори між елементами, щільність упаковки Ψ може перевищувати 90%); згідно (1.5), ці масиви ефективні для отримання високих інтенсивностей в геометричному фокусі. Однак такі випромінювачі мають істотний недолік: максимуми вторинної інтенсивності в їх акустичних полях через дискретної структури масиву і регулярне розташування елементів в ньому. Такі максимуми можуть привести до перегріву і навіть руйнування біологічної тканини за межами даної області дії. Як є добре відомо, що для усунення бічних пелюсток в діаграмі спрямованості масиву відстань між центрами елементів повинно бути $< \lambda / 2$, де λ - довжина хвилі (наприклад, $< 0,5$ мм при частоті 1,5 МГц) [13].

Однак, щоб розробити масив з досить великою апертурою і такими малими розмірами елемента і в той же час отримати необхідні акустичні потужності для терапевтичного масиву необхідно використовувати значну кількість елементів і електронних каналів [13].

Зменшення рівня бічних пелюсток в діаграмі спрямованості масиву шляхом зменшення амплітуди на елементах масиву від її центру до периферії також неприйнятно через високі вимоги до акустичної потужності масиву. Ще один метод, заснований на використанні масивів з нерівними відстанями між елементами було перевірено, де було показано, що зменшення рівня вторинних максимумів інтенсивності може досягати 30-45% в порівнянні з масивами з рівними відстанями між елементами (так звані еквідистантно масиви). Такі підходи, як використання широкосмугових сигналів для збудження елементів масиву, також неефективні і не використовуються в реальних конструкціях масивів [13].

Для підвищення якості акустичних полів, що генеруються двовимірними масивами високої потужності, ряд дослідників запропонував підхід, заснований на використанні розріджених масивів з випадково розташованими елементами. Логіка цього підходу полягає в тому, що рівень бічних пелюсток в полі, генерований масивом в значній мірі залежить від регулярності структури масиву. Це означає, що випадкове розташування елементів на поверхні двовимірного масиву може поліпшити якість ультразвукових розподілів інтенсивності, оцінене за наявності вторинних максимумів інтенсивності в поле, генерований масивом, в порівнянні з регулярними масивами [13].

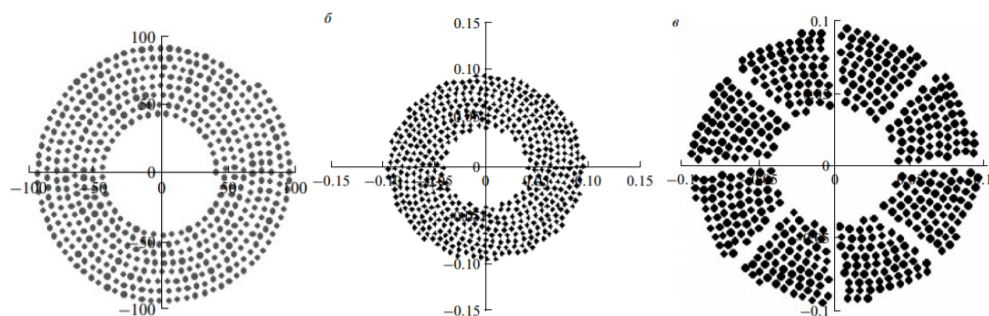


Рис.1 Види розміщення елементів масиву по спіралі

У той же час було показано, що рандомізація одного елемента масиву недостатньо для забезпечення високої якості акустичних полів з керуванням фокусом (або декількома фокусами). Щоб досягти такої якості, випромінювання кожного елемента має бути не надто направлено; тобто розміри елемента повинні бути не більше декількох довжин хвиль (не більше 5λ). Нарешті, розрідженість масиву не повинна бути занадто високою: зниження щільності упаковки до $<35-40\%$ помітно збільшує потужність, що генерується масивом, і знижує якість розподілу поля. Разом ці три фактори є основними відмінними рисами наших технічних рішень [13].

1.4.2 Фокусування з використанням багатоелементної решітки

В останні роки суттєвий розвиток отримали методи неінвазивного (тобто без хірургічного втручання) впливу на глибокі структури мозку через інтактний череп за допомогою сфокусованого ультразвуку високої інтенсивності (часто для скорочення останнього словосполучення використовують термін HIFU - аббревіатуру виразу High Intensity Focused Ultrasound). У транскраніальній HIFU-хірургії ультразвуковий пучок фокусується через кістки черепа в задані ділянки мозку і, в залежності від обраної дози, забезпечує їх локальний нагрів і подальше теплове руйнування. Такий метод вже успішно застосовується для проведення нейрохірургічних операцій для лікування есенціального тремору, руйнування внутрішньомозкових пухлин, лікування невралгії трійчастого нерву і хронічних невропатичних болей. Відомо, що череп являє собою вкрай несприятливе середовище для проходження ультразвуку. Товщина черепа і загасання звуку в його різних ділянках суттєво неоднорідні, а швидкість звуку різко відрізняється від такої в воді і в м'яких тканинах. Проблемою фокусування ультразвуку через череп з урахуванням можливих аберацій за рахунок різниці товщини і акустичних параметрів в його різних ділянках займалися з середини минулого століття кілька дослідних груп. Вирішення цієї проблеми стало можливим, коли були створені багатоелементні фазовані

решітки з індивідуальним контролем фази і амплітуди сигналу на кожному з її елементів для корекції аберацій і неінвазивні методи магнітно-резонансної томографії (МРТ) для контролю впливу і одержуваного біоефектов [14].

У сучасній медичній практиці транскраніальної хірургії використовуються решітки клінічної системи ExAblate, розроблені ізраїльською компанією InSightech Ltd. Вони містять 1024 елемента і мають форму півсфери з діаметром 30 см, всередині якої знаходиться голова пацієнта. Тепловий вплив HIFU на певні ділянки мозку проводиться через нерозкритий череп під МРТ-контролем температурне розподілів в області опромінення [14].

Найбільш часто використовують послуги модифікації системи: робоча частота решітки становить 650-720 кГц, а її акустична потужність при клінічному використанні не перевищує 800 Вт. Було показано, що при такій потужності решітки нелінійними акустичними ефектами практично можна знехтувати, і в фокусі реалізується режим опромінення гармонійними хвилями [14].

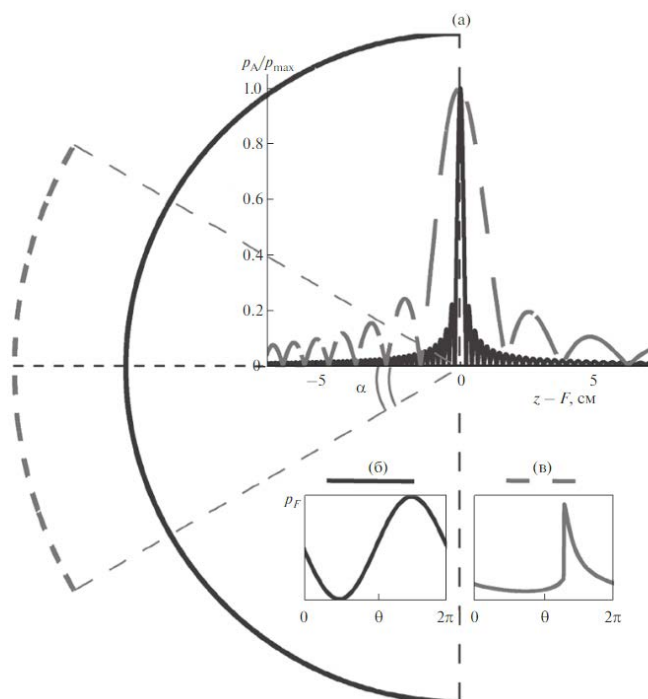


Рис. 2. (а) Розподілу амплітуди тиску на вісі пучка, нормованої на максимальне значення, для випромінювача напівсферичної форми (суцільна лінія, частота $f = 650$ кГц, фокусна відстань $F = D / 2 = 15$ см, кут розкриття

$2\alpha = 180^\circ$, де D - апертура випромінювача) і випромінювача у формі сферичного сегмента (пунктирна лінія, $f = 650$ кГц, $F = D = 20$ см, кут розкриття $2\alpha = 60^\circ$). (б) Лінійний профіль хвилі в фокусі характерний для теплового руйнування тканини в фокусі випромінювача напівсферичної форми. (в) Нелінійний профіль хвилі з розвиненим розривом у фокусі характерний для механічного руйнування тканини в фокусі випромінювача в формі сферичного сегмента.

Використання напівсферичної решітки великого діаметра (30 см), мають ряд суттєвих недоліків. Ці недоліки обумовлені в основному небезпекою перегріву і пошкодження кісток черепа. Так, існуюча конструкція не дозволяє механічно змінювати місце розташування фокуса. Решітка розташовується навколо голови пацієнта таким чином, щоб її центр кривизни знаходився в центрі черепа, а напрямок променів, що з'єднують елементи решітки з фокусом, було максимально близьким до перпендикулярному щодо поверхні черепа. В іншому випадку при похилому падінні коефіцієнт проходження ультразвуку через кістки черепа і інтенсивність у фокусі різко зменшуються. Електронне переміщення фокусу шляхом зміни фаз на елементах решітки при такій геометрії системи дає задовільну якість фокусування на частоті 650 кГц, використовуваної в клініках, лише у відносній близькості від геометричного центру решітки. Виконані нами оціночні розрахунки показали, що при фокусуванні в порожній частині, без урахування аберацій, радіус області електронного переміщення фокуса решітки до рівня 0.5 від максимальної інтенсивності становить 2.1 см. Збільшення потужності решітки з метою компенсування втрати інтенсивності в фокусі при його механічному або електронному переміщенні викликає небажані ефекти перегріву кісток. Перераховані фактори призводять до обмеження області практичного застосування існуючих решіток і можливості впливу лише на невеликі обсяги мозку радіусом близько 2.5 см в його центральній частині. Для подолання зазначених обмежень перспективною є розробка нелінійних імпульсно-

періодичних режимів опромінення, коли у фокусі випромінювача в профілі ультразвукової хвилі формуються високоамплітудні ударні фронти. Використання таких режимів розширює можливості HIFU, дозволяючи підвищити швидкість і локальність теплового впливу, а також здійснювати механічне руйнування тканин [14].

У даній роботі [14] досліджується можливість створення решіток в формі сферичного сегмента з кутом розкриття близько 60° для досягнення ударно-хвильового режиму впливу з амплітудою розриву 80-115 МПа при фокусуванні через інтактний череп. У теоретичній моделі враховуються некомпенсовані втрати енергії ультразвукового пучка: частотно-залежне поглинання при проходженні через кістки черепа, відображення на його внутрішньої і зовнішньої поверхнях, а також поглинання в тканинах мозку. Передбачається, що аберації, що виникають за рахунок різниці швидкості звуку між черепом і тканиною, можуть бути компенсовані швидко розвиваються на сьогоднішній день методами. Варіюються частота ультразвуку в діапазоні 650 кГц-1.2 МГц, кути розкриття і розміри решітки, а також щільність її заповнення елементами. Останнє особливо важливо, оскільки досить розріджений заповнення (55-65% від площі решітки) дає можливість використання квазівипадкового або спірального розташування елементів, що розширює можливості динамічної фокусування, але в той же час обмежує максимально досягається потужність решітки. Завданням є визначити, в якому інтервалі значень розглянутих параметрів можливо реалізувати формування ударного фронту в фокусі на глибині до 10 см в тканини мозку при початкових інтенсивностях на елементах решітки менше 40 Вт/см^2 , що обумовлено існуючими технічними обмеженнями. Крім переваг реалізації ефективного теплового і механічного впливу і розширення області динамічної фокусування, пропоновані решітки матимуть форму сегмента сфери з кутом фокусування близько 60° , на відміну від напівсферичних решіток систем ExAblate, що дозволить здійснювати механічне переміщення решітки щодо голови пацієнта, наближаючи її до

черепа, віддаляючи, а також повертаючи навколо його центру, зберігаючи близьке до перпендикулярному проходження променів від усіх елементів через кістки черепа [14].

У загальній постановці необхідно було вирішити нелінійну зворотну задачу визначення параметрів багатоеlementної решітки для створення ударного фронту певної величини у фокусі після проходження кісток черепа і тканини мозку. Така постановка передбачає проведення багатопараметричного моделювання тривимірного рівняння Вестервельта з урахуванням аберацій і загасання ультразвукового пучка на шляху до фокусу. Ясно, що такий підхід є дуже трудомістким, а аналіз результатів додатково ускладнюється великою кількістю геометричних параметрів решітки, таких як, наприклад, координати елементів, їх форма і розмір. Тому для вирішення поставленого завдання використовувався ряд спрощують припущень [14].

Перш за все, передбачалося, що спотворення структури поля, пов'язані з неоднорідностями черепа, компенсовані, і в даній роботі їх вплив не враховувалося. Крім того, в якості граничного умови розглядався більш простий в порівнянні з ґратами "еквівалентний" випромінювач, а для розрахунку нелінійного акустичного поля використовувався параболічне рівняння Хохлова-Заболотської. Предполагалось також, що ступінь спотворення профілю хвилі в фокусі решітки визначається в основному нелінійними ефектами в високоамплітудних фокальній області пучка. Наведено зазначені спрощують припущення більш докладно [14].

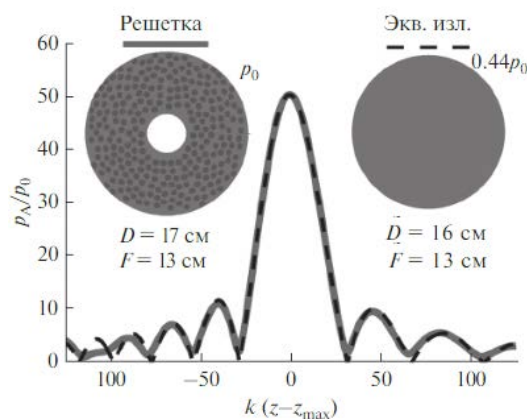


Рис. 3. Розподіл амплітуди тиску на осі пучка, нормованої на амплітуду тиску на елементі решітки p_A / p_0

На рис. 3: для 256-елементної решітки (суцільна лінія, D - апертура решітки, F - фокусна відстань, $\Psi = 0.4$ - коефіцієнт заповнення поверхні решітки елементами) і еквівалентного їй випромінювача сферичної форми (пунктирна лінія). Ліворуч і праворуч наведені схеми решітки та еквівалентного випромінювача (вид спереду), а також геометричні параметри решітки та еквівалентного випромінювача із зазначенням зв'язку початкових амплітуд на елементі решітки (\bar{p}_0) і на еквівалентному випромінювачі ($0.44 p_0$).

При фокусуванні в воді для кожної решітки можна підібрати більш простий "еквівалентний випромінювач", поле якого близько апроксимує поле решітки поблизу фокусу. Розглянемо, наприклад, лінійне поле, створюване у воді ґратами з робочою частотою 1 МГц, що складається з $N = 256$ круглих поршневих елементів з радіусом $a = 0.35$ см, фокусною відстанню $F = 13$ см і діаметром $D = 17$ см (рис.3). Оберемо еквівалентний сферичний випромінювач з тієї ж робочої частотою і фокусною відстанню а апертуру і початкову амплітуду на еквівалентному випромінювачі варіюватимемо таким чином, щоб забезпечити найкраще збіг амплітуд тиску на осі решітки (рис. 3, суцільна лінія) і на осі еквівалентного випромінювача (рис.3, пунктирна лінія). Для цього необхідна мінімізація функціоналу нев'язки між лінійним полем решітки і еквівалентного випромінювача кожне з яких є рішенням лінеаризованого рівняння Вестервельта [14]:

$$\Delta(\bar{D}, \bar{p}_0) = \sum_{z \in [A, B]} (p_A(z_i) - \bar{p}_A(z_i))^2. \quad (1.6)$$

Де A і B - межі тієї області на осі, в якій проводиться зіставлення розподілів $p_A(z_i)$ та $\bar{p}_A(z_i)$, z_i - деякі точки на осі решітки. У разі багатоеlementних решіток зручно вибрати кордону A і B за напіввисоті головного дифракційного максимуму. Розрахунок поля решітки може проводитися на основі наближеного аналітичного рішення для далекого поля кожного з елементів решітки або за допомогою прямого чисельного розрахунку

інтеграла Релея. За допомогою чисельної мінімізації функціоналу (1.6) виходять такі параметри еквівалентного сферичного випромінювача: $D = 16 \text{ см}$, $\bar{p}_0 = 0.44 p_0$. Як бачимо, що поле еквівалентного випромінювача і решітки дійсно практично збігаються в межах інтервалу $[A, B]$. При цьому геометричні параметри еквівалентного випромінювача і решітки близькі один до одного: $\bar{F} = F = 13 \text{ см}$, а різниця апертур (діаметрів) $|\bar{D} - D|$ складає всього 6%. Крім того, коефіцієнт зв'язку між початковими амплітудами на елементах решітки і поверхні еквівалентного випромінювача $\bar{p}_0 / p_0 = 0.44$ близький до значення коефіцієнта заповнення поверхні решітки елементами $\Psi = 0.4$. Тут $\Psi = S_{\text{випр}} / S_{\text{пов}}$, $S_{\text{випр}} = N\pi a^2$ - сумарна площа всіх елементів решітки, $S_{\text{полн}}$ - площа повної поверхні решітки. Дійсно, повна поверхня решітки і еквівалентного випромінювача близькі по площі, але при цьому тільки $\Psi = 0.4$ поверхні решітки заповнене випромінюють елементами з характерною амплітудою тиску на кожному елементі p_0 , в порівнянні з випромінюванням з повною поверхні еквівалентного джерела з характерною амплітудою тиску \bar{p}_0 . Очевидно, що для того щоб тиску лінійного поля решітки та еквівалентного випромінювача збігалися поблизу фокусу, необхідно, щоб повністю випромінює сферичний джерело мав початкову амплітуду [14]

$$\bar{p}_0 \approx \Psi p_0. \quad (1.7)$$

Таким чином, довільна решітка з фокусні відстанню F , апертурою D , коефіцієнтом заповнення Ψ і амплітудою тиску на елементі в нульовому наближенні замінюється сферичним випромінювачем з тими ж геометричними параметрами $\bar{F} = F$ і $\bar{D} = D$ і амплітудою $\bar{p}_0 = \Psi p_0$ на поверхні. Це дозволяє зменшити кількість параметрів, що характеризують поле багатоеlementних решіток, що значно спрощує рішення нелінійної оберненої задачі визначення параметрів сферичного фокусируючого випромінювача, що створює розрив певної амплітуди в фокусі. Проте, навіть в такий спрощеній постановці граничної умови вирішення цього завдання, як і

раніше вимагає багаторазового рішення рівняння Вестервельта, що досить важко реалізувати для ударно-хвильових режимів фокусування [14].

Наступне спрощення теоретичної моделі пов'язано з заміною випромінювача сферичної форми і опису акустичного поля за допомогою рівняння Вестервельта випромінювачем плоскої форми з параболічним зміною фази уздовж поперечної координати і описом поля на основі параболічного рівняння Хохлова-Заболотської (ХЗ). У недавній роботі були отримані аналітичні рішення, що зв'язують діаметр, фокусна відстань і амплітуду таких випромінювачів, і показано, що створювані ними поля, описувані відповідними лінеаризоване рівняннями, практично збігаються як в області основного дифракційного максимуму, так і в декількох вторинних дифракційних максимумах до і після фокуса [14].

Були отримані наступні результати:

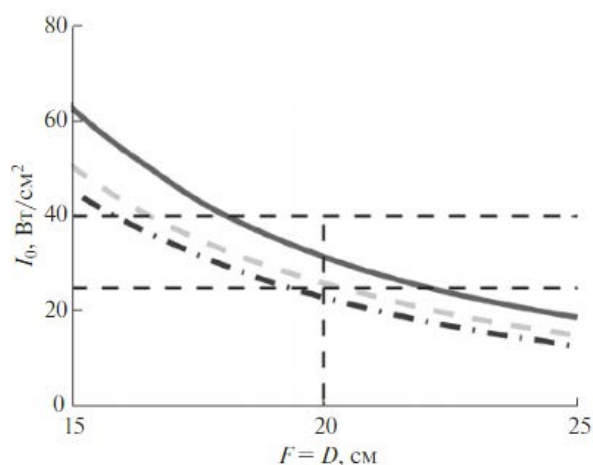


Рис.4. Залежність початкової інтенсивності на елементі решітки, необхідної для формування в фокусі розвиненого розриву при фокусуванні через череп на фокусної відстані F .

На рис. 4 : Суцільна лінія – $f = 800$ кГц, пунктирна лінія - $f = 1$ МГц, штрих-пунктирна лінія - $f = 1.2$ МГц. Горизонтальними лініями відзначені технічні максимуми інтенсивності на елементі решітки з урахуванням втрат в тканинах мозку (25 Вт / см^2) і без їх урахування (40 Вт / см^2). Розглянуто випадок решіток з діафрагменним числом $F_{\#} = 1$ і коефіцієнтом заповнення $\Psi = 0.8$. Видно, що в разі "щільного" розташування елементів, для реалізації

режиму розвинутого розриву на всіх глибинах ($I_0 \ll 25 \text{ Вт/см}^2$) при частоті $f = 0.8 \text{ МГц}$, діаметр решітки повинні бути більше 22.5 см , при частоті 1 МГц досить апертури 20 см , при 1.2 МГц - 19 см [14].

Розглянемо тепер вплив коефіцієнта заповнення решітки елементами Ψ на величину початкової інтенсивності на елементах решітки з фокусною відстанню $F = 20 \text{ см}$ і діафрагмовим числом $F_\# = 1$ (рис. 7). Збільшення щільності заповнення дозволяє значно знизити початкову інтенсивність: для випадку низьких частот $f = 0.8 \text{ МГц}$ - до величин менше 25 Вт/см^2 при дуже щільному заповненні $\Psi > 0.9$ (товста суцільна лінія), для $f = 1 \text{ МГц}$ - починаючи з $\Psi > 0.82$ (штрихова лінія), а для $f = 1.2 \text{ МГц}$ - починаючи з $\Psi > 0.77$ (штрих-пунктирна лінія) [14].

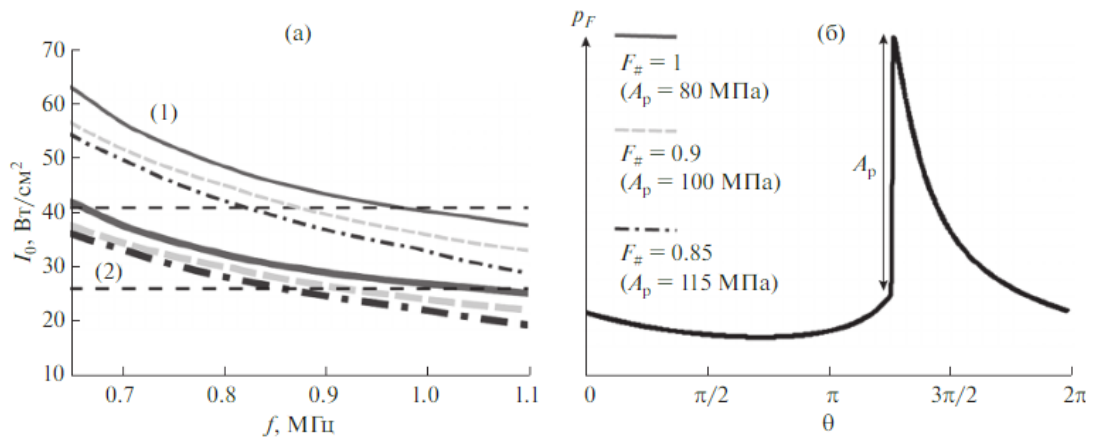


Рис. 5. (а) Залежність початкової інтенсивності на елементі решітки, необхідної для формування в фокусі розриву при фокусуванні через череп, від частоти f .

На рис.5: тонкі лінії (1) - "розріджена решітка" з коефіцієнт заповнення $\Psi = 0.65$, товсті лінії (2) - "щільна решітка" $\Psi = 0.8$. Для суцільних ліній $F_\# = F / D = 1$, для пунктирних $F_\# = 0.9$, для штрих-пунктирних $F_\# = 0.85$. Горизонтальними лініями відзначені технічні максимуми інтенсивності на елементі решітки з урахуванням (25 Вт/см^2) і без урахування (40 Вт/см^2) втрат в тканинах мозку. Рассмотрен случай решеток с фокусной расстоянием $F = 20 \text{ см}$. (Б) Профиль волны в фокусе с развитым разрывом амплитуды A_p .

На малюнку (б) вказані значення амплітуд розриву A_p для випадків, розглянутих на графіку (а).

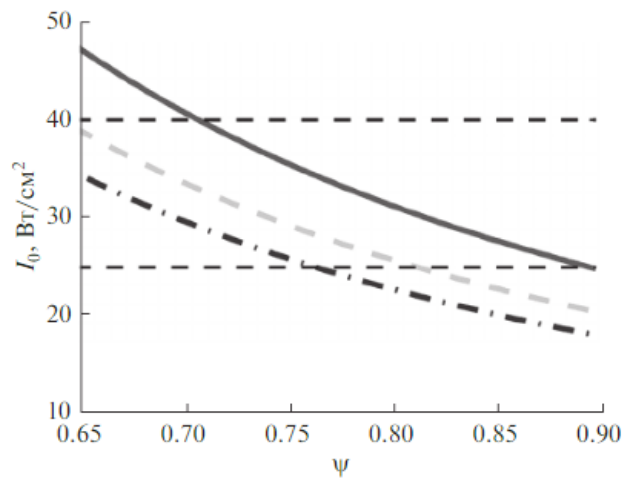


Рис. 6. Залежність початкової інтенсивності на елементі решітки, необхідної для формування у фокусі розвиненого розриву при фокусуванні через череп від коефіцієнта заповнення решітки елементами Ψ .

На рис. 6: суцільна лінія - частота $f = 800$ кГц, пунктирна лінія - $f = 1$ МГц, штрих-пунктирна лінія - $f = 1.2$ МГц. Горизонтал. лініями відзначені технічні максимуми інтенсивності на елементі решітки з урахуванням (25 Вт/см^2) і без урахування (40 Вт/см^2) втрат в тканинах мозку. Розглянуто випадок решіток з фокусною відстанню $F = 20$ см і діафрагмовим числом $F_{\#} = 1$.

Було досліджено можливість використання багатoelementних фокусируючих випромінювачів для хірургічного руйнування глибоких ділянок головного мозку через інтактний череп, використовуючи нелінійні імпульсно-періодичні режими ударно-хвильової дії. На відміну від методу теплового руйнування структур головного мозку в безперервному режимі опромінення, використововуваного в системах типу ExAblate, опромінення потужними імпульсами з ударними фронтами дозволяє здійснювати механічне пошкодження тканини (гістотрісія з кипінням) в фокальній області без істотного нагрівання тканин, що оточують область впливу, і без небезпеки перегріву кісток черепа [14].

1.4.3. Фокусуюча система- лінза з метаматеріалів

Формування світла з використанням просторових модулаторів світла (SLM) - це встановлена технологія для просунутих тривимірних (3D) дисплеїв і мікро-маніпуляцій. У SLM падаючий промінь когерентного світла перетворюється за допомогою амплітудної і фазової маніпуляції в широкий діапазон відображених або переданих оптичних розподілів. Принципово SLM управляється комп'ютером, і можна переналаштувати оптичне поле, створене практично в режимі реального часу [15].

Акустичного еквівалента SLM не існує. Традиційно управління розподілом акустичного поля було досягнуто за рахунок використання фіксованих лінз, які виконують одну функцію або поетапні масиви, де амплітуди і фази окремих елементів масиву незалежно контролюються. Однак поетапні масиви часто громіздкі і дорогі, а вартість і складність масштабуються лінійно з кількістю каналів. Незважаючи на ці обмеження, поетапні масиви широко використовуються. У височастотному фокусованому ультразвуку (HIFU), наприклад, розріджені масиви перетворювачів використовуються для лікування різних опухолей або функціональних порушень мозку, викликаючи локалізований ефект нагрівання навіть за ребрами. У промислових застосуваннях фокусування і управління ультразвуковими хвилями потрібно для виявлення невеликих тріщин в металевих компонентах, які можуть бути складними в геометрії і сильно анізотропними. Нові додатки, що вимагають точного управління акустичними хвилями, включають в себе параметричні громкоговорітелі, ультра-haptics, каустичну інженерію і акустичну левітацію [15].

Акустичні метаматеріали представляють собою новий клас інженерних матеріалів, призначених для управління, прямого і маніпулювання акустичними волнами. Як правило, вони складаються з набору субхвильових структур (тобто елементарних осередків) і характеризуються їх ефективною масою і модулем насичення. Можливість виготовлення метаматеріалів з негативними ефективними параметрами призвела до таких ефектів, як

негативна рефракція і субдифракційне фокусування. Особливо цікавими для застосування при формуванні променю є двовимірні (2D) планарні мета-поверхні: щільно упаковані структури фазовращателей, товщина яких порівнянна з довжиною хвилі роботи. Дуже недавні приклади акустичних мета-поверхонь включають в себе використання лабіринтових структур, спіральних структур, просторових намоток багат шарових і резонаторів Гельмгольца. Ці різноманітні мета-поверхні завжди були побудовані з використанням обмеженого числа елементарних осередків, і тому оптимальна кількість рівнів дискретизації фази, необхідних для кожної програми, було проігноровано. В попередніх дослідженнях пропонується широкий діапазон рівнів дискретизації, що варіюються від 2 до 256 [15].

В роботі [15] були розроблені поняття квантових мета-поверхонь для демонстрації іншої концепції метаматеріала, заснованої на використанні невеликого набору попередньо виготовлених тривимірних одиничних осередків, званих цеглою метаматеріалів, які можуть бути зібрані в 2D структури. Цеглини стають, окремо, будівельними блоками збірки, кодуючи попередні фазові затримки. Ця операція є формою аналого-цифрового перетворення (рис.7): бажане поле звукового тиску відбирається на певній відстані від мета-поверхні і використовується як вхід для акустичної голографії, що призводить до фазового розподілу, яке отримує квантування в просторових і фазових областях, значення яких потім відображаються в ряд попередньо виготовлених метаматеріалів. Починаючи з обмеженого набору унікальних цегли, ми використовуємо метод дискретного вейвлет-перетворення, щоб синтезувати мета-поверхню, необхідну в даному додатку, оптимізуючи кількість необхідних цегли. Ми отримуємо реформуються мета-поверхню, яка перетворює падаючу звукову хвилю в довільний діапазон акустичних полів з обмеженою дифракцією. Крім того, коли є кілька мета-поверхонь, кожен з яких виконує заданий перетворення (наприклад, рульове управління і фокусування), ми показуємо, що поодинокі мета-поверхні можуть бути складені в шари для виконання більш складних перетворень,

створюючи таким чином акустичний еквівалент оптичних компонентів. Ця проста, але потужна концепція спрощує проектування акустичних пристроїв і систем і закладає основи для реалізації просторових звукових модуляторів (SSM) [15].

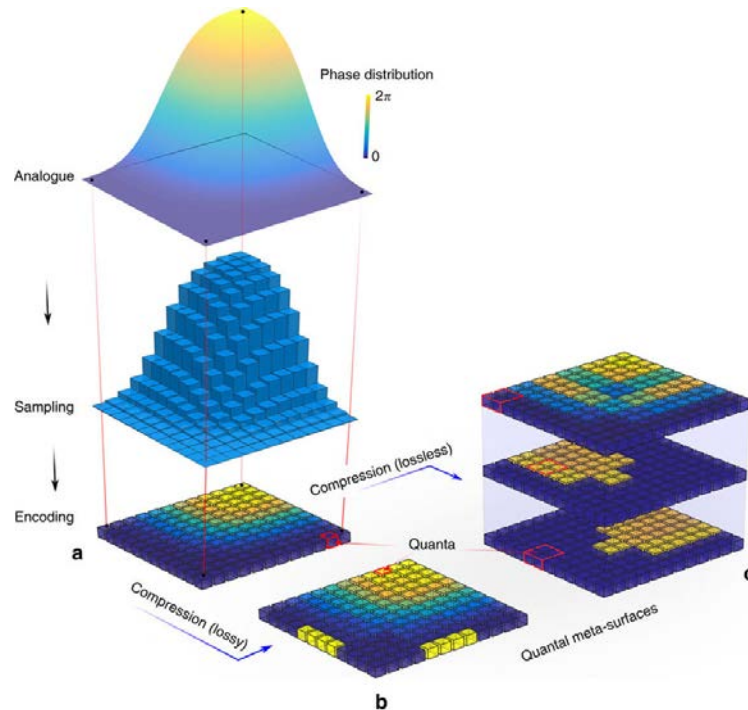


Рис.7 Поняття квантової мета-поверхні, заснованої на аналого-цифровому перетворенні і стисненні зображень

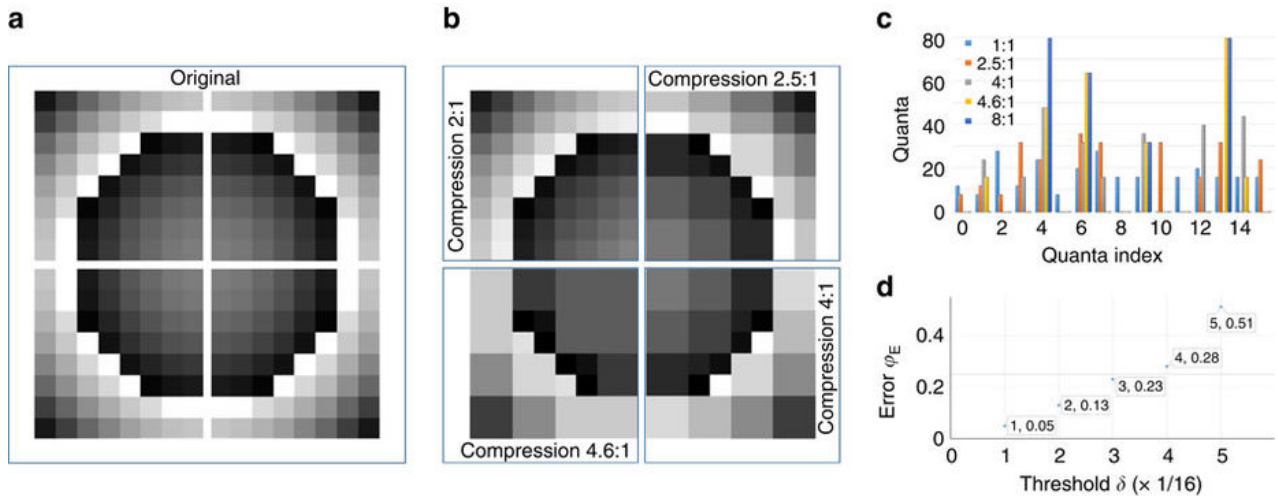
На рис. 7: (а) квантування аналогового розподілу фаз з рівномірним 2π -прольотом і фіксованим просторовим дозволом. (В) втрата і (с) стиснення без втрат на малюнку (а) з використанням вейвлет-перетворень з порогом і без них відповідно. У цьому прикладі альтернатива без втрат виводить (на першому рівні) в три дерева гілок для представлення структури розкладання; Зверніть увагу, що просторове дозвіл подвоюється. (В, с) містять менше інформації і меншу кількість квантів, які вже не рівномірно розподілені або просторово, або в фазовій області [15].

Мета-поверхове квантування, у ряді досліджень вивчено, як кодувати рівномірний розподіл фаз $\phi(x, y)$ в мета-поверхні для отримання даних акустичних перетворень. Однак для реалізації квантової мета-поверхні потрібно перетворення AD з двома параметрами: один в просторовій області, який для фіксованого розміру мета-поверхні залежить від розміру його

елементарних осередків і від того, як фаза ϕ_{ij} присвоюється кожне місце розташування (x_i, y_j) і одне в фазовій області, яке визначає кількість різних фаз. Практично крок AD визначає список деталей і інструкції по збірці для певної мета-поверхні. Ми вибрали просторову роздільну здатність $\lambda_0 / 2$, що є хорошим компромісом між легкістю виробництва і необхідністю реалізувати поля з обмеженням дифракції без просторового сглаживання⁴; тут λ_0 позначає робочу довжину хвилі [15].

У минулому робилися спроби використовувати різні рівномірні відображення фазової області, при цьому акустичні приклади вирують між 2 і 3-бітними і електромагнітними дослідженнями до 1-біт. Однак жодна з цих робіт не обговорювала, як вибір рівня квантування впливає на точність, з якою відтворюється бажане поле. Тут ми розглядаємо фазовий розподіл ϕ_{ij} як 2D-зображення, так що оптимізація етапу перетворення AD, тобто процес, який при заданій точності в акустичному полі мінімізує кількість різних фаз, які будуть використовуватися, і, можливо, кількість елементів для кожної фази (при збереженні заданої точності в відтворюваному полі) - тоді аналогічно векторному квантування при стисненні зображення. Можуть бути різні методи стиснення (всі знайомі з класичним протоколом JPEG), але вейвлет-методи ³⁰ спеціально спрямовані на визначення найменшого числа коефіцієнтів, необхідних для певної якості відновлення локалізованих признаков, таких як різкі зміни фази в фокусуванні мета-поверхні. Дискретне вейвлет-перетворення (DWT) представляє зображення в різних масштабах, вибираючи на кожному кроці ключові функції (низькі просторові частоти) і залишкові (високочастотні частоти). Це генерує ієрархічне дерево матриць, де просторову роздільну здатність подвоюється на кожному кроці. Після отримання дерева процедура стиснення працює наступним чином: обчислюється до рівня K, а коефіцієнти нижче певного порогового значення δ встановлюються рівними нулю. Нарешті, обчислюється зворотне перетворення, що містить в загальному менше інформації і меншу кількість

необхідних фаз, які принципово не рівномірно розподілені ні просторово, ні в фазовій області [15].



Мал. 8: Приклад стиснення зображення з різними рівнями порогового значення

На рис.8 (а), б показано розподіл фаз для формування фокуса на (0,0,100) мм на основі сітки 16×16 , де ми розраховали DWT з використанням класичної функції Хаара в якості батьківського вейвлета. Зверніть увагу, що кожен піксель на рис.8, тобто вихідне незжаті зображення, має розмір $\lambda_0 / 2$. Як показано на малюнку 2 с, кількість унікальних фаз, т. Е Квант, необхідних для реалізації, зменшується зі збільшенням δ : 8 квантів (3-біт), достатніх для швидкості стиснення 4: 1, 6 квантів при 4.6: 1 і 4 квантів (2-біт) при 8: 1. Як і очікувалося, для всіх випадків значення квантів нерівномірно розподілені в інтервалі $[0, 2\pi)$. Щоб вибрати рівні порогового значення для використання в наступних експериментах, ми обчислюємо помилку в наближенні неперервного розподілу фаз з сумою квадратів різниць [15]:

$$\phi_E(\delta) = \frac{1}{N} \sqrt{\sum_{ij} [\phi_{ij} - \bar{\phi}_{ij}(\delta)]^2} \quad (1)$$

Оскільки ця величина прямо пов'язана з точністю, з якою може бути реалізовано бажане поле, ми спрямовуємо значення $\phi_E = 0,25$ радіан, що відповідає помилку в розподілі фаз, отриманої з використанням рівномірного 4-бітного квантування, що призводить до помилки 0,1 дБ при розподілі тиску фокусує мета-поверхні. Як показано на малюнку 2d, обидва $\delta = 1/8$ (11

квантів) і $\delta = 3/16$ (8 квантів) виконують цю умову і будуть реалізовані експериментально в наступних розділах. Очікуються помилки 1 дБ з 8 рівномірно розподіленими квантами (3 дБ з 4 рівномірно розподіленими квантами), і при використанні 1-бітних рішень вони можуть досягати 8 дБ [15].

Щоб правильно призначити потрібні квантовані значення фаз, отримані в результаті цього аналізу, ми ліпимо наступну геометрію наших квантів, яку ми називаємо метаматеріалами. Як ми покажемо в решті частини представленої роботи, ці цеглини метаматеріалів можуть використовуватися для створення різних різних конструкцій і акустичних пристроїв, підкреслюючи силу простоти цієї концепції [15].

Щоб сформувати необхідну акустичне поле з винятковою продуктивністю, цеглу метаматеріалів повинні мати здатність ефективно передавати звук, локально зрушувати фазу з діапазоном 2π і утримувати просторово-тимчасовий дозвіл по довжині хвилі, щоб уникнути ефектів просторового сглаживання. За допомогою просторової підгонки геометрії цегли в планарній мета-поверхні можна модулювати передані хвилі практично довільно в певному діапазоні частот. У той час як більшість інших досліджень досліджують чутний діапазон, наші цеглини метаматеріалів призначені для роботи в ультразвуковому діапазоні на частоті 40 кГц (довжина хвилі $\lambda_0 \approx 8,66$ мм на повітрі при 25°C). Як показано на рис.8 кожна цеглина геометрично виглядає як прямокутний кубоїд з квадратної базовою формою боку $\lambda_0/2$ і висотою λ_0 і складається з відкритого центрального каналу, який затримує падаючу хвилю і, отже, зміщує відносну фазу виведення. Топологія каналу призначена для мікрофібрації і була натхненна пулом альтернативних конструкцій де деякі з них засновані на новаторські роботи по Намотувальне простору Лян і Лі34. Повністю 3D-цеглини побудовані шляхом екструдювання поверхні чотирьох паралельних стрижнів (зі змінним відстанню і завдовжки), розташованих ортогонально до напрямку хвилі, тим самим створюючи лабіринтову меандр. Міжбарабанному відстань

b_s і довжина бруса b_l можуть бути ефективно налаштовані, що призводить до фазового зсуву, який охоплює 2π -діапазон. Моделювання показало, що рівномірний 4-бітове квантування фазового простору може відтворювати будь-сфокусоване поле (з фокусною відстанню між $3\lambda_0$ і $47\lambda_0$) з похибкою $<0,1$ дБ, тому було сконструйовано шістнадцять цегли, що відповідало затримки в фазі. На рис. 3б показана повнохвильова симуляції розподілів полів тиску, коли плоска хвиля проходить через кожен з 16 обраних цегли. Хоча конструкція цегли не унікальна, важливою особливістю обраної геометрії є те, що ефективний акустичний імпеданс кожного цегли відповідає повітрю, підвищуючи ефективність передачі хвилі і пригнічуючи відображення. Фактично, середня величина передачі по всім одиницям, згідно з нашими повномасштабним симуляціям, становить $> 98\%$. Потім ми виготовили заздалегідь шляхом швидкого прототипування набір з 16 типів цегли, який можна було встановити в структуру рами сітки з лазерною різкою, де кожен квадрат сітки містить 4 цегли в збірці 2×2 (фіг.8в). Вимірювання трансмісії для трьох обраних цегли підтвердили експериментальну середню передачу $97 \pm 5\%$, в межах 10% від прогнозованих значень. Зверніть увагу, що функціонально кожна цеглина представляє шаблон спрямованості, який залежить від його внутрішньої топології і від використовуваної частоти. Отже, щоб зменшити небажані ефекти рульового управління, цеглу були зібрані з випадковою орієнтацією [15].

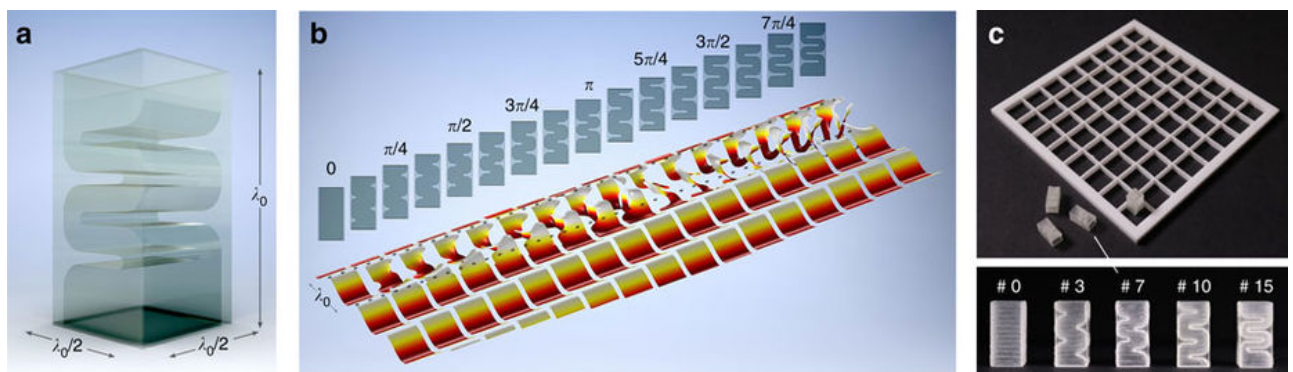


Рис. 9: Метамагнітні цеглини

На рис.9: (а) 3D-рендеринг цегли. (б) поперечні перетину з 16 обраних цегли і відповідні фазові карти при нормальному падінні. Кожен випадок розраховується незалежно шляхом потрапляння плоскої хвилі з довжиною хвилі λ_0 через цеглу (розташовані між двома пунктирними лініями), чітко відображаючи 2π -діапазон переданої фази. Геометричні параметри для кожного цегли показані в додатковій таблиці 1. (в) Фотографія сфабрикованої цегли і сітки, щоб їх утримувати. Цифри в верхній частині кожної цегли позначають відповідний зрушення фаз (в одиницях $\pi / 8$) [15].

Через серію чисельних симуляцій і супроводжуючих експериментів ми тепер продемонструємо корисність поняття квантових мета-поверхонь при проектуванні декількох структур зі спеціальними функціями. Зокрема, ми синтезуємо мета-поверхні, які окремо застосовують прості перетворення (наприклад, рульове управління променями, фокусування) до плоского падаючому променю. Зниження низькою передачі означає, що квантові мета-поверхні також можуть бути покладені в шари для виконання адитивних перетворень; наприклад, що фокусує шар може бути об'єднаний з рульовим шаром, щоб сформувати фокус поза осі або з обертовим кільцем, створюючи, таким чином, бутилообразное поле. Остання конфігурація використовується для успішного левітації невеликої кульки з полістиролу при різних швидкостях передачі (від 4-бітного до 3-бітного квантування). У той час як будь-який дифракційно-обмежене поле може бути теоретично створено тільки з одним шаром, укладання створює додаткові зручності для концепції просторових звукових модуляторів. Через аддитивності фазових затримок кожна мета-поверхню в стеці фактично може бути реалізована з меншою швидкістю передачі в біт, так що в кінцевому підсумку буде потрібно меншу кількість типів цегли. Ця перевага особливо помітно, коли фазовий квантування є неоднорідним [15].

Використовуючи цеглу метаматеріалів, показані на рис. 3, ми тепер створюємо прозору ґрати передачі. Попередні дослідження по відображенню

/ переломленню / рульового управління з мета-поверхностями зазвичай виконувалися з використанням градієнта фази пилкового диска вздовж вихідного інтерфейсу. Спостережувані ефекти були пояснені в термінах узагальненого варіанту закону Снелла, справедливого тільки для повільних варіацій фази $\varphi(x)$. Однак просторова дискретизація мета-поверхні означає, що зміна фази є послідовність кроків, і тому поведінка більш повно пояснюється в термінах теорії дифракції [15].

Просторова дискретизованої фазова рампа є акустичну дифракційну решітку, яка здійснює управління променем під кутом, що залежать від довжини хвилі і просторового періоду d , над яким покривається діапазон, тобто «лінія». У цій конфігурації енергія ділиться між бажаним порядком (зазвичай $m = 1$) і іншими порядками дифракції (в основному $m = 0$ і $m = -1$), що відповідає небажаним напрямками поширення. Варто зазначити, що коли енергія в основному переходить в $m = -1$, виходить те, що називається негативною рефракцією; у багатьох дослідженнях це, безумовно, бажаний ефект. Налаштовуючи градієнт фази по ширині лінії d , при певних умовах (т. Е Палаючий) може бути досягнута дуже ефективна передача енергії в перший порядок, так що на практиці присутній тільки один пучок, як описано узагальненим законом Снелла. В оптиці жувальні решітки аналогічно реалізуються з нематического SLM: кут повороту визначається відстанню між лініями d , але градієнт фази в кожній лінії може бути оптимізований для максимізації енергії в одному вихідному пучку. Тут ми демонструємо силу дифракційного підходу, реалізуючи експеримент, який не може бути пояснений узагальненим законом Снелла. Кожен рядок містить лінійну фазову рампу і постійний фазовий розріз змінної довжини, що охоплює повний 2π -діапазон. Ми використовуємо два λ_0 / 2-цегли (відповідно фаз $\varphi_1 = 5 / 8\pi$ і $\varphi_2 = 11 / 8\pi$) і канал змінної ширини ($\varphi_3 = 2\pi$). Таким чином, градієнт над першими двома цеглинами залишається нерухомим, а ширина лінії d змінюється між λ_0 і $2\lambda_0$. Результати на рисунку 10а-в підтверджують, що кут дифракції зменшується в міру збільшення

міжрядкового інтервалу, але також показує, що енергія поступово переходить у вторинні частки, так як це відбувається. Дифракційна картина дифракції решітки для зміни d порівнюється на рис.10г з теоретичними переданими кутами θ_t , обчисленими за допомогою рівняння решітки, $m\lambda_0 = d \sin \theta_t$ і відмінним угодою. Це також підтверджується експериментальними результатами, представленими на рис. 10г, які ідеально узгоджуються як з чисельними, так і з теоретичними результатами [15].

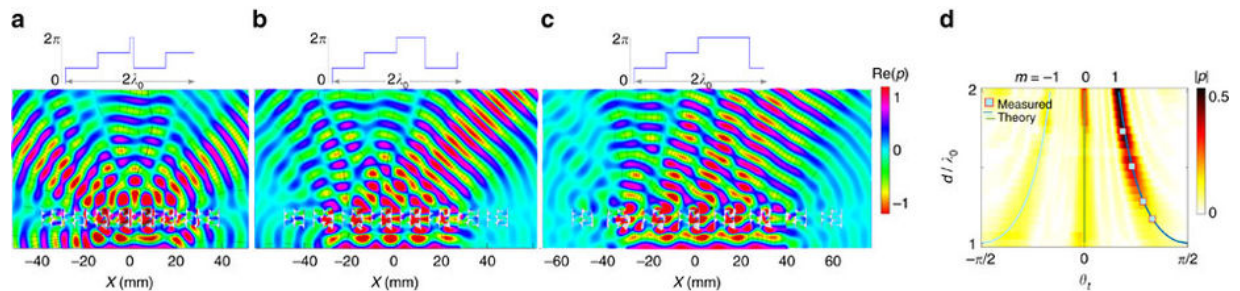


Рис 10: Прозорі трансмісійні решітки.

На рис.10: (а-в) Карти переданих полів тиску (речові значення) над роздутою ґратами зі змінною шириною ліній, $d = 17\lambda_0 / 15$, $22\lambda_0 / 15$ і $27\lambda_0 / 15$, відповідно. Ескіз над картами показує фазовий профіль над $2\lambda_0$. (D) Карта поля тиску далекого поля для ширини ліній d , що змінюється між λ_0 і $2\lambda_0$. Теоретичні (суцільні лінії) і експериментальні (символи) передані кути θ_t порівнюються з чисельним моделюванням. Кольорові смуги являють собою нормовані тиску.

Зображення повного розміру є прикладом зі спеціальною функціональністю, до якої ми застосовуємо поняття квантової мета-поверхні, є управління сфокусованим променем. Для досягнення фокусування внеосевой променя ми комбінуємо фокусуючу мета-поверхню зі сліпучою ґратами в багат шаровій структурі. Оптичні дослідження теоретично досліджували концепцію багат шарових метаматеріалів, вказуючи, як стеки мета-поверхонь можуть бути використані для створення довільної функції Гріна, щоб або перетворити відомий вхід в потрібне поле, або / або виконати математичні операції (тобто, диференціація). Тут ми будуємо цю концепцію, надаючи експериментальну реалізацію (в акустиці) завдяки чудовим можливостям передачі цегли. Тут ми вперше синтезували мета-поверхню з

рівномірним 4-бітовим фазовим квантуванням для фокусування уздовж осі при $F_0 = 100$ нм. Потім ми встановили пиловидну грати поверх фокусує мета-поверхні; міжшарове поділ довільно фіксувалося на $3\lambda_0 / 4$. Мета-поверхню решітки є результатом попереднього аналізу і утворена трьома $\lambda_0 / 2$ -цеглинами відповідно фаз $\phi_1 = 5 / 8\pi$, $\phi_2 = 11 / 8\pi$ і $\phi_3 = 2\pi$, продуктивність яких моделюється на рис. 11а. Вимірювання на рис.10б показують, що 4-розрядна експериментальна реалізація виконується, як і прогнозувалося Повнохвильова моделюванням. Природно, ми могли б використовувати єдину мета-поверхню і 16 типів цегли для виконання бажаної операції, але укладання дозволяє досягти того ж результату, використовуючи тільки 8 унікальних цегли (ідентифікованих алгоритмом стиснення на основі сплесків). Як повномасштабне моделювання, так і експерименти (додаткова рис.10б припускають фактично лише невеликі відмінності в поле фокусування, отримані з 4-бітовим однорідним і 3-бітовим нерівномірним фазовим квантуванням, ідентифікованим вейвлета стислі; зокрема, відзначимо тривалу фокальну область зі злегка зміщеним фокусом з низкорозрядної квантової мета-поверхнею. Цікаво також, що розмір фокальної області, перпендикулярній осі, залежить від бічних розмірів мета-поверхні ($8\lambda_0$ в цьому дослідженні): чим більше останній, тим сильніше фокус. Згідно з критерієм Релея, наш джерело повинен дати межа дозволу $0,61\lambda_0$, тоді як ширина $\frac{1}{2}$ -ширини плями в експериментах виявилася рівною $0,85\lambda_0$ (додаткова рис.10в). Варто також відзначити, що наш фокус знаходиться на відстані 50 мм від осі і, отже, поза межами мета-поверхні, приносячи сфокусовану енергію, коли інші ісследования не справлялися [15].

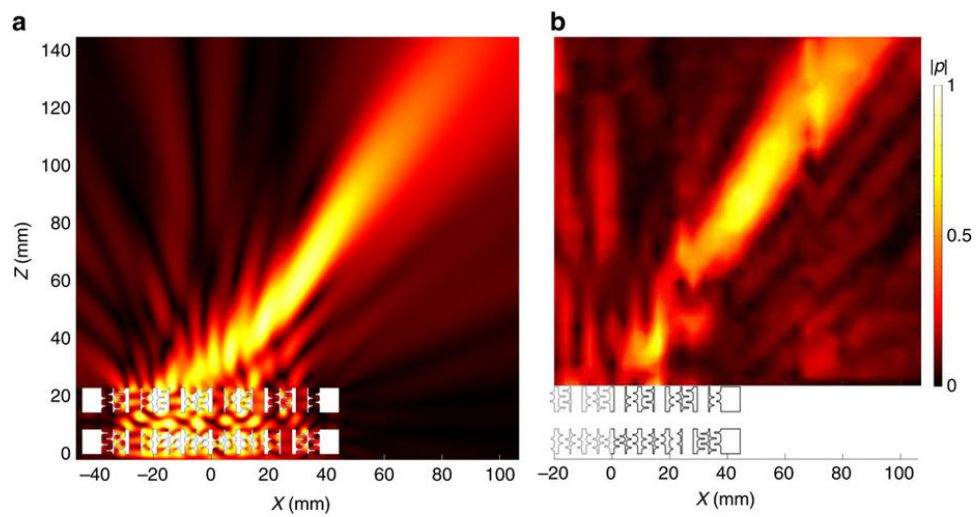


Рис. 11: Управління фокусованим променем з мета-поверхнями.

(а) Моделювання та (б) результати вимірювань, що показують карти полів тиску при $Y = 0$. Кольорові смуги являють собою нормовані тиску.

РОЗДІЛ 2.

РОЗРАХУНОК ЦИЛІНДРИЧНОГО НЕПЕРЕРВНОГО ХВИЛЬОВОГО ФРОНТУ

Геометрія задачі наведена на рис. 12: Σ – циліндричний сходящийся хвильовий фронт; О - початок координат; М – точка спостереження, лежить на вісі z ; r_f – відстань від Σ до геометричного фокусу О; z_0 – відстань від О до точки спостереження; $\xi = kz_0$ – узагальнена відстань; α – кут між прямою від О до елемента циліндричної поверхні $d\xi = r_f d\alpha$ та z_0 ; D – апертюра хвильового фронту; α_m – кут розкриття хвильового фронту; $\sin \alpha_m \approx \alpha_m \approx \frac{D}{2r_f}$; \vec{n}, \vec{R} – кут між нормаллю до поверхні та вектором R , поєднуючий елемент поверхні $d\Sigma$ та точку спостереження М [16].

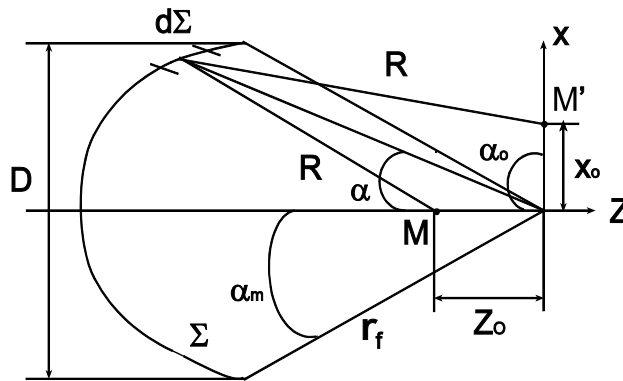


Рис.12. Геометрія задачі

Введемо позначення [16]:

$$v = \xi \frac{\alpha_m^2}{2} = \frac{kz_0 \alpha_m^2}{2} \quad (2.1)$$

– узагальнений аргумент функції розподілу тиску по вісі;

$$K_p = \frac{D}{\sqrt{\lambda r_f}} = \sqrt{\frac{kr_f}{2\pi}} \cdot 2a_m \quad (2.2)$$

– коефіцієнт посилення за тиском;

$$h(-kR) = \exp(-ikR) \quad (2.3)$$

Наближення:

1). $(\cos(\vec{n}, \vec{R}) \approx 1$ – наближення Кірхгофа, і як наслідок:

$$\sin \alpha \approx \alpha; \quad \cos \alpha \approx 1 - \alpha^2/2, \quad (2.4)$$

2). $kr \gg 1$, функція Ханкеля нульового порядку другого роду замінюється асимптотичним виразом:

$$H_0^{(2)}(kR) = \sqrt{\frac{2}{\pi kR}} \cdot e^{-i(kR - \frac{\pi}{4})} \quad (2.5)$$

$$3). \quad R = (r_f^2 + z_0^2 - 2r_f z_0 \cos \alpha)^{1/2} \approx r_f - z_0 \cos \alpha, \quad (2.6)$$

при $z_0/r_f \ll 1$, із якого випливає:

$$\beta = \frac{z_0}{r_f} = \frac{k z_0 \alpha_m^2/2}{k f \alpha_m^2/2} = \frac{4v}{\pi K_p^2} \ll 1 \quad (2.7)$$

4). Будемо розглядати випадок однорідного хвильового фронту, тобто

$$v_\varepsilon = v_0 = \text{const}, \quad (2.8)$$

де v_ε – нормальна складова коливальної швидкості на поверхні Σ .

2.1 Розподіл амплітуди тиску по вісі і в фокальній площині хвильового фронту.

В наближенні Кірхгофа та з урахуванням зроблених наближень виразу для потенціалу коливальної швидкості має вид [16]:

$$\Phi_{\Pi}(\xi) = -iv_0 \sqrt{2r_f f / (\pi k)} \cdot \left[-(kr_f - \xi - \pi/4) \right] \cdot \left\{ (1 + \beta/2) \alpha_m \sqrt{\pi/(2v)} \cdot [C_2(v) - iS_2(v)] \right\} \quad (2.9)$$

Функції $C_2(v)$ та $S_2(v)$ пов'язані з інтегралами Френеля $C(v)$ та $S(v)$ наступними співвідношеннями [16]:

$$C_2(v) = C(\sqrt{2v/\pi}); \quad S_2(v) = S(\sqrt{2v/\pi}) \quad (2.10)$$

Розподіл тиску знайдемо з отриманого виразу з допомогою формули:

$P = ik\rho_0 c \Phi$, де ρ_0 – питома густина середовища [16]:

$$\left| \frac{P_{\text{ац}}}{P_{\text{фц}}} \right| = \left(1 + \frac{2v}{\pi K_p^2} \right) \cdot \left\{ \frac{\pi}{2v} (C_2^2(v) + S_2^2(v)) \right\}^{\frac{1}{2}} \quad (2.11)$$

де $|P_{\text{фц}}| = P_0 K_p$ – звуковий тиск у фокусі ($v \rightarrow 0$).

З врахуванням (2.8) формула (2.11) може бути застосована до:

$$v \ll 0.8K_p^2 \quad (2.12)$$

При зменшенні K_p акустичний фокус зміщується від геометричного у бік до перетворювача.

Протяжність фокальної зони на рівні 0.707, як слідує з графіка, рівна $2\Delta v=5.4$, або $2\Delta z_0/r_f=6.9/K_p^2$, або

$$2\Delta z_0 = 6.9 \cdot \lambda \cdot (r_f/D)^2 \quad (2.13)$$

Останній вираз зручно при знаходженні компромісу між кількістю зон динамічного фокусування і поперечної роздільною здатністю медичного ультразвукового сканера [16].

Зсув акустичного фокуса від геометричного без побудови кривої розподілу тиску в фокальній області [16]:

$$\frac{z_{oa}}{r_f} = \frac{9.1}{K_p^4} \quad (2.14)$$

де z_{oa} – зміщення акустичного фокуса щодо геометричного.

Розподіл тиску в фокальній області фронту [16]:

$$\left| \frac{P_{fц}}{P_{fc}} \right| = \frac{\sin(kx_0\alpha_m)}{kx_0\alpha_m} \quad (2.15)$$

Визначимо розмір фокальної смуги циліндричного фронту нескінченної висоти на рівні 0,707 по тиску. Функція (2.15) дорівнює 0,707 при $\alpha_m \cdot k \cdot x_0 = \pm 1.39$. Звідси [16]:

$$2x_{0.707} = 0.89 \cdot \lambda \cdot (r_f/D) \quad (2.16)$$

де $2x_{0.707}$ - поперечна роздільна здатність.

2.2. Циліндричний фронт кінцевої довжини

Так як реальні фокусують системи, що створюють сходиться циліндричний фронт, кінцеві, то необхідно досліджувати вплив кінцевої

довжини випромінюючої поверхні на вже отримані результати. Геометрія задачі приведена на рис. 13 [16].

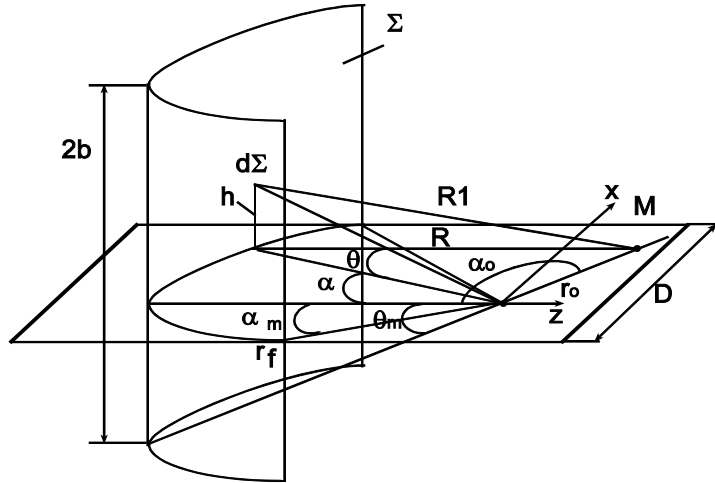


Рис.13. Геометрія задачі

$$R_1 = r_f \cdot (\sec^2 \theta + \beta^2 - 2\beta \cdot \cos(\alpha - \alpha_0))^{1/2} \quad (2.17)$$

– відстань від точки спостереження М до ділянки поверхні $d\Sigma$ хвильового фронту, де $\beta = r_0/r_f$, $\rho = k \cdot r_0$, $2b$ – висота фронту [16];

Потенціал для тривимірного випадку:

$$\Phi(\rho, \alpha) = -\frac{1}{2\pi} \cdot v_0 r_f^2 \int_{-\theta_m}^{\theta_m} h(-kr_f \cdot \sec\theta) \cdot \sec\theta \cdot d\theta \cdot \int_{-\alpha_m}^{\alpha_m} h(\rho(\rho c \theta \cdot \cos(\alpha - \alpha_0))) d\alpha \quad (2.18)$$

Для значення потенціалу в середині осі хвильового фронту $\rho=0$:

$$\Phi(0) = -2v_0 \alpha_m \sqrt{\frac{r_f}{\pi k}} \cdot h(-kr_f) [C_2(\omega) - iS_2(\omega)] \quad (2.19)$$

Потенціал у фокусі для нескінченного циліндричного фронту:

$$\Phi_f = -iv_0 \alpha_m \sqrt{\frac{2r_f}{\pi k}} \cdot h(-(kr_f - \frac{\pi}{4})) \quad (2.20)$$

Взявши відношення модулів виразів (2.19) і (2.20), отримаємо:

$$\left| \frac{\Phi(0)}{\Phi_f} \right| = \left| \frac{P(0)}{P_f} \right| = \sqrt{2} \cdot [C^2(\sqrt{2\omega/\pi}) + S^2(\sqrt{2\omega/\pi})]^{1/2} \quad (2.21)$$

где $\sqrt{2\omega/\pi} = \sqrt{2} \cdot b / \sqrt{\lambda r_f}$.

Представимо результати розрахунків по формулі (2.21) графічно [16]:

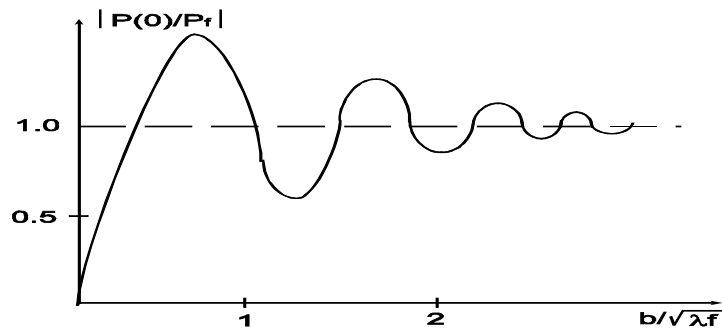


Рис.13.

Видно, що моделлю нескінченного циліндричного фронту для розрахунку реальних фокусуєчих систем можна користуватися, якщо виконується умова [16]:

$$\frac{b}{\sqrt{\lambda \cdot r_f}} < 1.5 \quad (2.22)$$

Для отримання постійної роздільної здатності по всій глибині ультразвукового зондування біологічної тканини застосовується динамічне фокусування приймального пучка - поетапне переміщення фокальної зони і зміна розміру приймальної апертури одночасно з переміщенням відлуння - сигналу. При цьому виникає задача розрахунку фокусних відстаней, моментів перетину, кількості зон і розміру приймальної апертури, які забезпечують задану поперечну роздільну здатність [16].

2.3. Чотириполюсники елементів ультразвукових систем

Перетворювач розглянуто як решітка з n – елементів. Головною метою математичного опису п'єзоелементів є знаходження зв'язку між вхідними електричними та вихідними акустичними величинами в режимі випромінювання та навпаки – в режимі прийому.

Кожний елемент решітки може бути представлений у вигляді чотириполюсника. Звідси задача зводиться до визначення матриці чотириполюсника.

Розглянемо один елемент решітки.

Для розрахунку необхідні матриці коефіцієнтів, що описують як електричні, так і механічні елементи системи. При цьому особливе місце займає еквівалентний чотириполіусник електромеханічного перетворювача, який пов'язує електричні параметри з механічними.

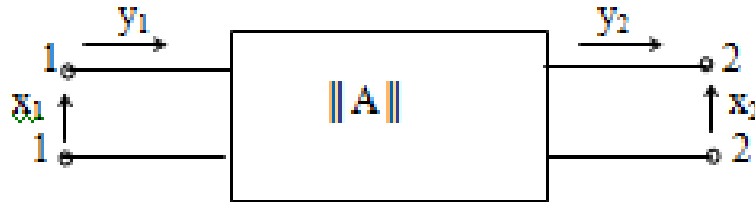


Рис. 14 Еквівалентний чотириполіусник елемента ультразвукової системи.

У загальному випадку будь-який елемент системи може бути схематично представлений чотириполіусником, що показано на рис. 20. Вхідний X_1 , Y_2 та вихідний X_2 , Y_2 вплив пов'язується рівняннями:

$$\begin{aligned} X_1 &= A_{11}X_2 + A_{12}Y_2, \\ Y_1 &= A_{21}X_2 + A_{22}Y_2 \end{aligned} \quad (2.23)$$

Ці ж рівняння у матричній формі мають вигляд:

$$\begin{Bmatrix} X_1 \\ Y_1 \end{Bmatrix} = \|A_{mn}\| \cdot \begin{Bmatrix} X_2 \\ Y_2 \end{Bmatrix} = \begin{Bmatrix} A_{11} & A_{12} \\ A_{21} & A_{22} \end{Bmatrix} \cdot \begin{Bmatrix} X_2 \\ Y_2 \end{Bmatrix} \quad (2.24)$$

де $A_{mn}(m=1,2; n=1,2)$ – коефіцієнти чотириполіусника розглянутого елемента.

Якщо вхідними затискачами вважати 2-2, а вихідними 1-1 та змінити напрям впливу Y_1 і Y_2 на протилежні, показаними на рис. 4.1, тоді зв'язок між

дією X_2 , Y_2 та X_1 , Y_1 описується за допомогою матриці $\|B\|$, тобто

$$\begin{Bmatrix} X_2 \\ Y_2 \end{Bmatrix} = \|B\| \cdot \begin{Bmatrix} X_1 \\ Y_1 \end{Bmatrix} = \begin{Bmatrix} B_{11} & B_{12} \\ B_{21} & B_{22} \end{Bmatrix} \cdot \begin{Bmatrix} X_1 \\ Y_1 \end{Bmatrix} \quad (2.25)$$

Можна показати, що для пасивних чотириполіусників

$$\|B\| = \begin{Bmatrix} A_{11} & A_{12} \\ A_{21} & A_{22} \end{Bmatrix} \quad (2.26)$$

Коефіцієнти чотириполіусників пов'язані умовою

$$A_{11} A_{22} - A_{12} A_{21} = 1,$$

Тобто для повного опису чотириполюсника достатньо знати тільки три коефіцієнти.

У випадку розгляду електричного елемента під впливом дії X Y розуміють електричну напругу і струм. Для п'єзоперетворювача, що працює в режимі випромінення вхідним впливом є електричні, а вихідним – механічні. На основі електромеханічних аналогій електрична напруга – сила, електричний струм – коливальна швидкість, надалі за механічний вплив оберемо силу та коливальну швидкість на активній поверхні п'єзоперетворювача. Таким чином, при аналізі еквівалентних чотириполюсників п'єзоелектричних пластин за вплив X_1 , Y_1 будуть прийматися, відповідно, електрична напруга та струм, а за вплив X_2 , Y_2 – сила та коливальна швидкість на її активній поверхні.

Механічні елементи ультразвукових систем у вигляді шарів деяких матеріалів можуть бути описані за допомогою матриць коефіцієнтів, що пов'язують силу та коливальну швидкість на одній поверхні цього шару із силою і коливальною швидкістю на іншій поверхні. Відповідно у даному випадку впливом X та Y є сила і коливальна швидкість.

При складанні еквівалентного чотириполюсника п'єзоелектричної пластини вважається, що пластина з однієї сторони навантажена граничним акустичним імпедансом z_1 , з іншої сторони z_2 .

Переріз п'єзоелектричної пластини, що працює в режимі випромінення, приведено на рис. 15. механічні коливання у цій пластині збуджуються гармонійною напругою з амплітудою U_1 , при чому через перетворювач протікає струм I_1 .

Рівняння руху для п'єзопластини записується у вигляді:

$$\rho_0 \frac{\partial^2 \xi}{\partial t^2} = \frac{\partial T}{\partial x}. \quad (2.27)$$

Тут ρ_0 — щільність; ξ — зміщення часток за віссю X ; T — пружна напруга (позитивна для розтягнення).

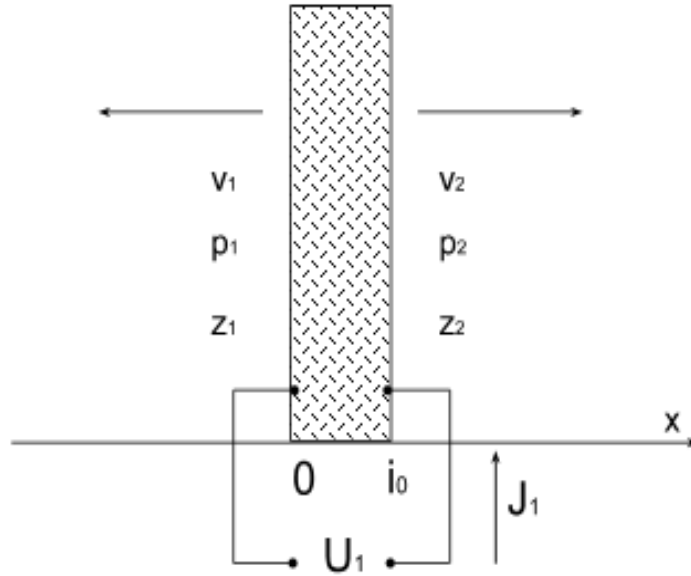


Рис. 15 Випромінююча п'єзоелектрична пластина.

При збудженні випромінюючої пластини гармонійною напругою зміщення ξ та напруга T також будуть синусоїдальними функціями. Якщо кутова частота збуджувальної напруги рівна ω , тоді

$$\frac{\partial^2 \xi}{\partial t^2} = -\omega^2 \xi. \quad (2.28)$$

Підстановкою в (2.27) отримаємо

$$-\omega^2 \rho_0 \xi = \frac{\partial T}{\partial x}. \quad (2.29)$$

З урахуванням п'єзоефекту рівняння (2.29) перепишемо у такому вигляді:

$$\frac{\partial^2 T}{\partial x^2} + \frac{\omega^2 \rho_0}{c^D} T = -\frac{\omega^2 \rho_0 e}{\varepsilon^s c^D} D. \quad (2.30)$$

Звідси, вводячи позначення $\gamma_0^2 = -\omega^2 \rho_0 / c^D$, отримуємо:

$$\frac{\partial^2 T}{\partial x^2} - \gamma_0^2 T = \gamma_0^2 \frac{e}{\varepsilon^s} D. \quad (2.31)$$

Беручи до уваги механічні втрати у п'єзоперетворювачі, сталу пружності c^D слід вважати комплексною величиною:

$$c^D = c_0^D + j\omega a \quad (2.32)$$

Де c_0^D — дійсна величина;

a — коефіцієнт пропорційності.

Для більшості п'єзоелектричних матеріалів $\omega a \ll c_0^D$, тому сталу розповсюдження ультразвукової хвилі можна записати у вигляді:

$$\gamma_0 \approx j\varpi \sqrt{\frac{\rho_0}{c_0^D}} + \frac{a\varpi^2}{2c_0^D} \sqrt{\frac{\rho_0}{c_0^D}}. \quad (2.33)$$

У цьому рівнянні $\sqrt{\frac{c_0^D}{\rho_0}} = v^D$ — фазова швидкість розповсюдження

ультразвукової хвилі в п'єзопластині;

$(a\omega^2 \sqrt{\rho_0/c_0^D} / 2c_0^D) = \lambda_0$ — амплітудний коефіцієнт поглинання хвилі.

Таким чином, рівняння (2.33) зводиться до вигляду:

$$\gamma_0 = \alpha_0 + j\frac{\varpi}{v^D} = \alpha_0 + j\frac{2\pi}{\lambda} \quad (2.34)$$

де λ — довжина ультразвукової хвилі на частоті ω .

Вирішуючи диференціальне рівняння (2.31), отримуємо:

$$T = C_1 ch\gamma_0 x + C_2 sh\gamma_0 x - \frac{e}{\epsilon^S} D \quad (2.35)$$

Сталі інтегрування C_1 та C_2 визначаються з граничних умов:

$$\frac{p_1}{v_1} = \frac{-T_1}{v_1} = -z_1, \quad (2.36)$$

$$\frac{p_2}{v_2} = \frac{-T_2}{v_2} = z_2 \quad (2.37)$$

де p_1 , p_2 и v_1 , v_2 — відповідно тиск та коливальні швидкості на поверхнях п'єзопластини при $x=0$ и $x=l_0$.

Враховуючи, що $v = \partial\xi/\partial t$ та використовуючи співвідношення (2.38), отримуємо:

$$v = \frac{1}{z_0} (C_1 sh\gamma_0 x + C_2 ch\gamma_0 x)$$

Тут z_0 — хвильовий акустичний опір п'єзовипромінювача, що записується таким чином:

$$z_0 = \frac{j\omega\rho_0}{\gamma_0} = \frac{\rho_0 v^D}{1 - j\frac{\alpha_0 v^D}{\varpi}}. \quad (2.39)$$

Для п'єзоперетворювачів $\frac{\alpha_0 v^D}{\varpi} \ll 1$, тому

$$z_0 \approx \rho_0 v^D. \quad (2.40)$$

Підставляючи значення v_1 , v_2 и p_1 , p_2 у рівняння (2.37) и (2.38), після перетворень маємо:

$$C_1 = \frac{eDz_0}{\varepsilon^S} \cdot \frac{z_1 + z_2 \operatorname{ch} \gamma_0 l_0 + z_0 \operatorname{sh} \gamma_0 l_0}{(z_0^2 + z_1 z_2) \operatorname{sh} \gamma_0 l_0 + z_0 (z_1 + z_2) \operatorname{ch} \gamma_0 l_0}, \quad (2.41)$$

$$C_2 = -\frac{eDz_0}{\varepsilon^S} \cdot \frac{z_2 \operatorname{ch} \gamma_0 l_0 + z_0 (\operatorname{ch} \gamma_0 l_0 - 1)}{(z_0^2 + z_1 z_2) \operatorname{sh} \gamma_0 l_0 + z_0 (z_1 + z_2) \operatorname{ch} \gamma_0 l_0}. \quad (2.42)$$

З урахуванням $p_2 = -T_2 = F_2/A_0$, $z_2 = p_2/v_2$ и $D = I_1/j\omega A_0$ підстановкою C_1 та C_2 у вираз (2.36) отримуємо рівняння зв'язку струму, що протікає крізь п'єзоелектричну пластину, із силою F_2 і коливальною швидкістю v_2 :

$$I_1 = A_{21} F_2 + A_{22} v_2 = \frac{a_{21}^*}{k} F_2 + \frac{a_{22}^*}{k} v_2, \quad (2.43)$$

де

$$k = \frac{e}{\varpi \varepsilon^S A_0 z_0}; \quad (2.44)$$

$$a_{21}^* = \frac{j}{A_0 z_0} \frac{k_1 + \operatorname{cth} \gamma_0 l_0}{k_1 + \operatorname{th} \frac{\gamma_0 l_0}{2}}; \quad (2.45)$$

$$a_{22}^* = j \frac{1 + k_1 \operatorname{cth} \gamma_0 l_0}{k_1 + \operatorname{th} \frac{\gamma_0 l_0}{2}} \quad (2.46)$$

Рівняння, що пов'язує U_1 з силою F_2 та швидкістю v_2 , визначається таким чином.

$$T = -\left(e + \frac{\varepsilon^S c^E}{e}\right) E + \frac{c^E}{e} D. \quad (2.47)$$

Звідси

$$\int_0^{l_0} T dx = -\left(e + \frac{\varepsilon^S c^E}{e}\right) U_1 + \frac{c^E D l_0}{e}. \quad (2.48)$$

З іншого боку,

$$\int_0^{l_0} T dx = \frac{1}{\gamma_0} [C_1 \operatorname{sh} \gamma_0 l_0 + C_2 (\operatorname{ch} \gamma_0 l_0 - 1)] - \frac{e D l_0}{\varepsilon^S} \quad (2.49)$$

Із рівнянь (2.48), (2.49), підставляючи значення C_1 та C_2 , отримуємо:

$$U_1 = I_1 \left[\frac{1}{j\omega C_0} + A_0 k^2 z_0^2 \frac{z_1 + z_2 + 2z_0 \operatorname{th} \frac{\gamma_0 l_0}{2}}{z_0^2 + z_1 z_2 + z_0(z_1 + z_2) \operatorname{cth} \gamma_0 l_0} \right], \quad (2.50)$$

де

$$C_0 = \frac{A_0 \epsilon^s}{l_0}.$$

Підставляючи у (2.50) значення I_1 із рівняння (2.41) та враховуючи, що $z_2 = F_2 / A_0 v_2$, отримуємо вираз для еквівалентного чотирьохполюсника:

$$U_1 = \left(k a_{11}^* + \frac{a_{21}^*}{j\omega C_0 k} \right) \cdot F_2 + \left(k a_{12}^* + \frac{a_{22}^*}{j\omega C_0 k} \right) v_2. \quad (2.51)$$

Тоді

$$a_{11}^* = \frac{j}{k_1 + \operatorname{th} \frac{\gamma_0 l_0}{2}}, \quad (2.52)$$

$$a_{12}^* = j A_0 z_0 \frac{k_1 + 2 \operatorname{th} \frac{\gamma_0 l_0}{2}}{k_1 + \operatorname{th} \frac{\gamma_0 l_0}{2}} \quad (2.53)$$

Таким чином, матричне рівняння, що описує п'єзoeлектричний випромінювач, має вигляд:

$$\begin{Bmatrix} U_1 \\ I_1 \end{Bmatrix} = \begin{Bmatrix} A_{11} & A_{12} \\ A_{21} & A_{22} \end{Bmatrix} \cdot \begin{Bmatrix} F_2 \\ v_2 \end{Bmatrix} = \begin{Bmatrix} k a_{11}^* + a_{21}^* / j\omega C_0 k & k a_{12}^* + a_{22}^* / j\omega C_0 k \\ a_{21}^* / k & a_{22}^* / k \end{Bmatrix} \cdot \begin{Bmatrix} F_2 \\ v_2 \end{Bmatrix} \quad (2.54)$$

Де матриця коефіцієнтів a_{mn}^* ($m=1, 2; n=1, 2$) записується таким чином:

$$\|a_{mn}^*\| = \begin{Bmatrix} a_{11}^* & a_{12}^* \\ a_{21}^* & a_{22}^* \end{Bmatrix} = \begin{Bmatrix} \frac{j}{(k_1 + \operatorname{th}(\gamma_0 l_0 / 2))} & j A_0 z_0 \cdot \frac{(k_1 + 2 \operatorname{th}(\gamma_0 l_0 / 2))}{(k_1 + \operatorname{th}(\gamma_0 l_0 / 2))} \\ \frac{j}{A_0 z_0} \cdot \frac{(k_1 + \operatorname{cth}(\gamma_0 l_0))}{(k_1 + \operatorname{th}(\gamma_0 l_0 / 2))} & j \cdot \frac{(k_1 \operatorname{cth}(\gamma_0 l_0) + 1)}{(k_1 + \operatorname{th}(\gamma_0 l_0 / 2))} \end{Bmatrix} \quad (2.55)$$

Отримані коефіцієнти еквівалентного чотирьохполюсника відповідають схемі, приведеній на рис. 16.

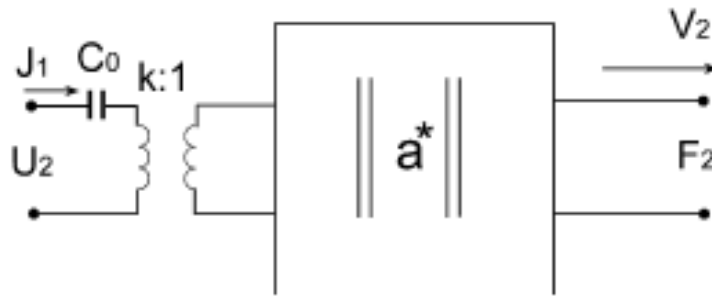


Рис. 16 Еквівалентний чотиріполюсник випромінюючої поверхні пластинки.

У цій схемі C_0 дорівнює ємності зажатої п'єзоелектричної пластинки. У чотиріполюсник $\|a^*\|$ входять тільки механічні величини. Електрична частина еквівалентної схеми пов'язана з чотиріполюсником за допомогою трансформатора, коефіцієнт трансформації якого рівний k .

Фізичний зміст коефіцієнтів $\|A\|$: $A_{11} = U_1 | F_2 | z_2 = \infty$ – коефіцієнт трансформації, напруга – сила при жорстко затиснутій робочій поверхні п'єзопластики; $A_{12} = U_1 | v_2 | z_2 = 0$ – коефіцієнт трансформації, напруга – коливальна швидкість при вільній робочій поверхні; $A_{21} = U_1 | F_2 | z_2 = \infty$ – коефіцієнт трансформації, струм – сила при жорстко затиснутій робочій поверхні; $A_{22} = U_1 | v_2 | z_2 = 0$ – коефіцієнт трансформації, струм – коливальна швидкість при вільній робочій поверхні.

Вхідний електричний опір п'єзоелектричної пластинки:

$$Z_{ex} = \frac{1}{j\omega C_0} + A_0 k^2 z_0 \cdot \frac{k_1 + k_2 + 2\text{th}(\gamma_0 l_0 / 2)}{1 + k_1 k_2 + (k_1 + k_2)\text{cth}(\gamma_0 l_0)} \quad (2.56)$$

Складаючи еквівалентну схему п'єзоприймача, вважаємо, що з однієї сторони приймаюча пластина навантажена граничним акустичним імпедансом z_l , а з іншого – збуджується силою F (рис. 17). Коливальна швидкість на поверхні, на яку діє сила F , рівна v . Товщина приймаючої пластинки рівна l_0 , площа - A_0 . При навантаженні п'єзоприймача електричним імпедансом Z_{el} через нього протікає струм I_2 (напрямок цього

струму протилежний струму I_1 у випадку п'єзовипромінення), і напруга на обкладинках пластинки рівна U_2 .

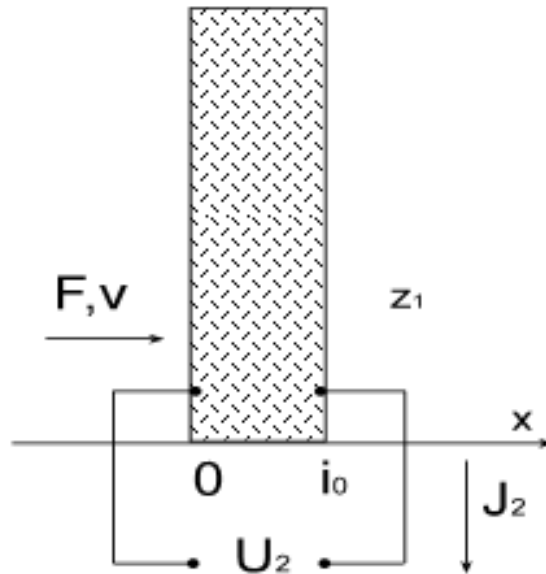


Рис. 17. Приймаюча п'єзоелектрична пластинка

Рівняння еквівалентного чотириполюсника п'єзоприймача записуються у вигляді:

$$F = B_{11}U_2 + B_{12}I_2 \quad (2.57)$$

$$v = B_{12}U_2 + B_{22}I_2 \quad (2.58)$$

З теорії пасивних чотириполюсників випливає:

$$B_{11} = A_{22}; B_{12} = A_{12}; B_{21} = A_{21}; B_{22} = A_{11}, \quad (2.59)$$

тобто

$$\begin{cases} B_{11} = a_{22}^* / k & B_{12} = ka_{22}^* + \frac{a_{22}^*}{j\omega C_0 k} \\ B_{21} = a_{21}^* / k & B_{22} = ka_{11}^* + \frac{a_{21}^*}{j\omega C_0 k} \end{cases} \quad (2.60)$$

або

$$\begin{cases} B_{11} = b_{11}^* / k & B_{12} = kb_{12}^* + \frac{b_{11}^*}{j\omega C_0 k} \\ B_{21} = b_{21}^* / k & B_{22} = kb_{22}^* + \frac{b_{21}^*}{j\omega C_0 k} \end{cases} \quad (2.61)$$

Тут $b_{11}^* = a_{22}^*, b_{12}^* = a_{12}^*, b_{21}^* = a_{21}^*, b_{22}^* = a_{11}^*$.

Еквівалентна схема п'єзоприймача відповідна до коефіцієнтів чотириполіусника (2.61), представлена на рис. 18. У цьому випадку механічні величини перетворюються в електричні за допомогою трансформатора з коефіцієнтом трансформації $1:k$.

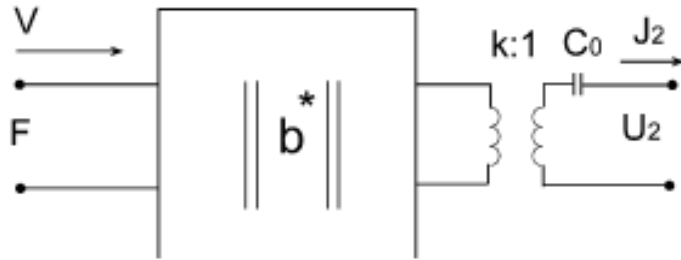


Рис. 18. Еквівалентний чотириполіусник приймачої п'єзоелектричної пластинки.

Фізичний зміст коефіцієнтів $\|B\|$: $B_{11} = F / U_2 | z_{el=\infty}$ – коефіцієнт трансформації, сила – напруга при замкненому колі електричного навантаження (холостий хід) п'єзоприймача; $B_{12} = F | I_2 | z_{el=0}$ – коефіцієнт трансформації, сила – струм при електричному короткому замиканні; $B_{21} = v / U_2 | z_{el=\infty}$ – коефіцієнт трансформації, коливальна швидкість – напруга при електричному холостому ході; $B_{22} = v / I_2 | z_{el=0}$ – коефіцієнт трансформації, коливальна швидкість – струм при короткому замиканні.

У більшості практичних випадків механічні втрати в п'єзоелектричних пластинках бувають значно меншими ніж втрати у кріпленнях. За цих умов отримані загальні вирази коефіцієнтів еквівалентних чотириполіусників спрощуються заміною $th(\gamma_0 l_0 / 2)$ на $jtg(\pi l_0 / \lambda)$ і $cth \gamma_0 l_0$ на $ctg(2\pi l_0 / \lambda)$, тоді

$$\|a^*\| = \begin{vmatrix} \frac{j}{k_1 + jtg \frac{\pi l_0}{\lambda}} & A_0 z_0 \frac{jk_1 - 2tg \frac{\pi l_0}{\lambda}}{k_1 + jtg \frac{\pi l_0}{\lambda}} \\ 1 & \frac{jk_1 + ctg \frac{2\pi l_0}{\lambda}}{A_0 z_0 (k_1 + jtg \frac{\pi l_0}{\lambda})} \\ \frac{1}{A_0 z_0} & \frac{j + k_1 ctg \frac{2\pi l_0}{\lambda}}{k_1 + jtg \frac{\pi l_0}{\lambda}} \end{vmatrix} \quad (2.62)$$

Коефіцієнти a_{mn}^* b_{mn}^* не залежать від п'єзокерамічних властивостей перетворювача. Крім того, коефіцієнти $a_{11}^* = b_{22}^*$ та $a_{22}^* = b_{11}^*$, а також нормовані коефіцієнти

$$a_{12}^{**} = b_{12}^{**} = \frac{a_{12}^*}{A_0 Z_0} \quad (2.63)$$

та

$$a_{21}^{**} = b_{21}^{**} = A_0 Z_0 a_{21}^* \quad (2.64)$$

залежать тільки від ступеня демпфування оцінюваного коефіцієнтом k_1 та не залежать від площі пластинки. Також враховуючи, що розрахунок цих коефіцієнтів досить трудомісткий, доцільним є розрахунок їх за допомогою комп'ютеру та табуляції, вважаючи незалежною змінною узагальнену частоту $x = f/f_0$:

$$\begin{aligned} a_{11}^* &= a_{11} + jb_{11} = \frac{tg \frac{\pi x}{2}}{k_1^2 + tg^2 \frac{\pi x}{2}} + j \frac{k_1}{k_1^2 + tg^2 \frac{\pi x}{2}} \\ a_{12}^{**} &= a_{12} + jb_{12} = -\frac{k_1 tg \frac{\pi x}{2}}{k_1^2 + tg^2 \frac{\pi x}{2}} + j \frac{k_1^2 + 2tg^2 \frac{\pi x}{2}}{k_1^2 + tg^2 \frac{\pi x}{2}} \\ a_{21}^{**} &= a_{21} + jb_{21} = \frac{k_1 \left(ctg \pi x + tg \frac{\pi x}{2} \right)}{k_1^2 + tg^2 \frac{\pi x}{2}} + j \frac{k_1^2 - ctg \pi x \cdot tg \frac{\pi x}{2}}{k_1^2 + tg^2 \frac{\pi x}{2}} \\ a_{22}^* &= a_{22} + jb_{22} = \frac{k_1^2 ctg \pi x + tg \frac{\pi x}{2}}{k_1^2 + tg^2 \frac{\pi x}{2}} + j \frac{k_1 \left(1 - ctg \pi x \cdot tg \frac{\pi x}{2} \right)}{k_1^2 + tg^2 \frac{\pi x}{2}} \end{aligned} \quad (2.65)$$

При роботі п'єзоперетворювача на непарних гармоніках, тобто при $x = 2m + 1$, де $m = 0, 1, 2, \dots, n$ вираз (2.65) набуває виду:

$$\left. \begin{aligned} a_{11} &= a_{12} = a_{21} = a_{22} = 0 \\ b_{11} &= 0; \quad b_{12} = 2; \quad b_{21} = \frac{1}{2}; \quad b_{22} = \frac{k_1}{2} \end{aligned} \right\} \quad (2.66)$$

При гармоніках $x = 2m$ відповідно отримуємо:

$$\left. \begin{aligned} a_{11} = a_{12} = 0; \quad a_{21} = a_{22} = \infty \\ b_{11} = \frac{1}{k_1}; \quad b_{12} = 1; \quad b_{21} = 1 - \frac{1}{2k_1^2}; \quad b_{22} = \frac{1}{2k_1}. \end{aligned} \right\} \quad (2.67)$$

На практиці інколи буде зручніше використовувати дещо видозміненою формою запису коефіцієнтів чотириполюсника п'єзоперетворювача:

$$\left. \begin{aligned} A_{11} &= \frac{l}{eA_0} \left[\frac{k_t^2}{\pi x} (a_{11} + jb_{11}) + (b_{21} - ja_{21}) \right], \\ A_{12} &= \frac{lz_0}{e} \left[\frac{k_t^2}{\pi x} (a_{12} + jb_{12}) + (b_{22} - ja_{22}) \right], \\ A_{21} &= \frac{l}{eA_0} \frac{x}{X_{C_0}} (a_{21} + jb_{21}), \\ A_{22} &= \frac{lz_0}{e} \frac{x}{X_{C_0}} (a_{22} + jb_{22}), \end{aligned} \right\} \quad (2.68)$$

де

$$X_{C_0} = \frac{1}{\varpi_0 C_0}; \quad \varpi_0 = 2\pi f_0$$

Для визначення матриці коефіцієнтів чотириполюсника неп'єзоелектричної пластини також можна скористатися хвильовим рівнянням, для розв'язку якого задаємо товщину пластинки l , площу A_0 , граничний хвильовий акустичний опір z . Схему приведено на рис. 18.

Розв'язок хвильового рівняння (2.27) відносно пружних напруг у даному випадку набуває вигляду:

$$T = C_1 \operatorname{ch} \gamma x + C_2 \operatorname{sh} \gamma x, \quad (2.69)$$

де C_1, C_2 — сталі інтегрування;

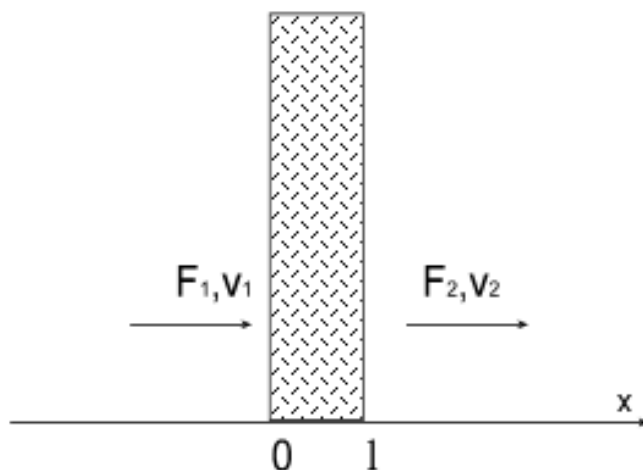


Рис. 18. Неп'єзоелектрична пластинка

$$\gamma = \alpha + j \frac{\varpi}{v} = \alpha + j \frac{2\pi}{\lambda},$$

При чому α — амплітудний коефіцієнт поглинання ультразвукової хвилі в пластинці; v , λ — відповідно швидкість та довжина хвилі в пластинці. Коливальна швидкість

$$v = \frac{1}{z} (C_1 \operatorname{sh} \gamma x + C_2 \operatorname{ch} \gamma x) \quad (2.70)$$

З урахуванням умов з виразу (2.69) та (2.70) легко визначаються сталі інтегрування, а після деяких перетворень виходить така система рівнянь:

$$\left. \begin{aligned} F_1 &= C_{11} F_2 + C_{12} v_2 = \operatorname{ch} \gamma l \cdot F_2 + A_0 z \operatorname{sh} \gamma l \cdot v_2 \\ v_1 &= C_{12} F_2 + C_{22} v_2 = \frac{\operatorname{sh} \gamma l}{A_0 z} F_2 + \operatorname{ch} \gamma l \cdot v_2 \end{aligned} \right\} \quad (2.71)$$

Відповідно матриця коефіцієнтів неп'єзокерамічної пластинки може бути записана у вигляді:

$$\|C\| = \begin{bmatrix} \operatorname{ch} \gamma l & A_0 z \operatorname{sh} \gamma l \\ \frac{\operatorname{sh} \gamma l}{A_0 z} & \operatorname{ch} \gamma l \end{bmatrix} \quad (2.72)$$

яка аналогічна відповідній матриці коефіцієнтів для відрізка електричної довгої лінії. Відмінність полягає лише у тому, що в даному випадку до матриці входять сталі розповсюдження ультразвукової хвилі та хвильовий акустичний опір, а у випадку електричної лінії — сталі розповсюдження електромагнітної хвилі та хвильовий електричний опір лінії.

Розглянемо загальний випадок розрахунку передаточної функції механічно демпфованого п'єзовипромінювача з довільною кількістю узгоджувальних шарів і з урахуванням електричного кола під'єднання генератора, тобто передаточну функцію системи перетворювач – електричне коло. Розглянемо лише кола Г-типу, до якого у більшості випадків легко приводяться електричні кола під'єднання генератора (рис. 19).

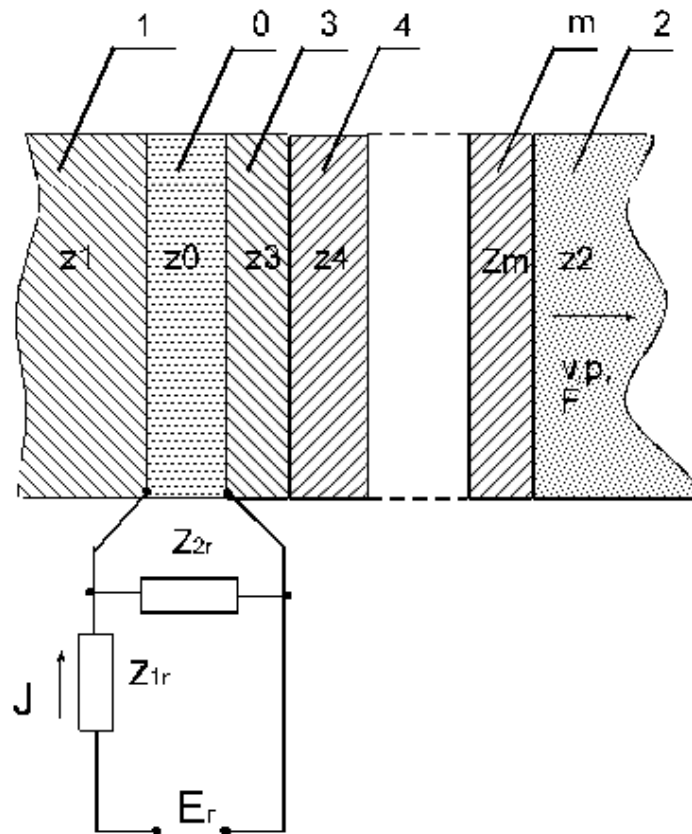


Рис. 19. П'єзовипромінювач з електричними колами включення

На схемі рис. 19: 1- демпфер; 0-п'єзоелемент; 2-робоче середовище; 3,4,...,m – перехідні шари; E -електрорушійна сила генератора; I -струм, що протікає через генератор; p , v , F – відповідно тиск, швидкість та сила на межі m -го перехідного шару – робоче середовище; Z_{1r} , Z_{2r} – електричні опори; z_0 , z_1 , z_2 – відповідно хвильовий акустичний опір п'єзоелемента, демпфера, робочого середовища; z_3 , z_4 , ... z_m – хвильовий акустичний опір відповідних перехідних шарів.

Нехай товщина m -го перехідного шару l_m , до того ж перший перехідний шар має індекс $m=3$. Стала розповсюдження у m -му перехідному

шарі — γ_m , активна випромінююча поверхня п'єзоелектричного перетворювача A_0 . Представляючи кожен елемент п'єзоперетворювача чотириполусником, матричне рівняння системи можна записати таким чином:

$$\begin{pmatrix} E_r \\ I \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1 & Z_{1r} \\ 0 & 1 \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} 1 \\ \frac{1}{Z_{2r}} \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} 0 \\ 1 \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} A_{11} & A_{12} \\ A_{21} & A_{22} \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} S_{11}^{(m)} & S_{12}^{(m)} \\ S_{21}^{(m)} & S_{22}^{(m)} \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} F \\ V \end{pmatrix} \quad (2.73)$$

де $\|S_{ij}^{(m)}\|$ ($i, j=1, 2$) — матриця m -шарової структури перехідних шарів, яка при поперечних розмірах перехідного шару значно більших за довжину хвилі в цьому шарі визначається виразом:

$$\|S_{ij}^{(m)}\| = \|P_{ij}^{(3)}\| \cdot \|P_{ij}^{(4)}\| \cdot \dots \cdot \|P_{ij}^{(m)}\|, \quad (2.74)$$

де $\|P_{ij}^{(m)}\| = \begin{pmatrix} \text{ch} \gamma_m l_m & A_0 Z_m \text{sh} \gamma_m l_m \\ \frac{\text{sh} \gamma_m l_m}{A_0 Z_m} & \text{ch} \gamma_m l_m \end{pmatrix}$ — матриця m -го перехідного шару;

$\gamma_m = \alpha_m + j \frac{2\pi}{\lambda_m}$, причому α_m и λ_m — відповідно коефіцієнти поглинання та довжина хвилі у m -му перехідному шарі.

Коефіцієнти матриці $\|S_{ij}^{(m)}\|$ можуть бути визначені шляхом послідовного перемноження матриць відповідних перехідних шарів і решти частини m -шарової структури:

$$S_{ij}^{(m)} = \sum_{k=1}^2 S_{ik}^{(m-1)} \cdot P_{kj}^{(m)}, \quad (2.75)$$

де

$$S_{ik}^{(m-1)} = \sum_{j=1}^2 S_{ij}^{(m-2)} \cdot P_{jk}^{(m-1)},$$

$$S_{ij}^{(m-2)} = \sum_{k=1}^2 S_{ik}^{(m-3)} \cdot P_{kj}^{(m-2)},$$

$$S_{ik}^{(41)} = \sum_{j=1}^2 P_{ij}^{(3)} \cdot P_{jk}^{(4)}.$$

Якщо не враховувати поглинання у перехідних шарах, то коефіцієнт $S_{11}^{(m)}$ та $S_{22}^{(m)}$ завжди дійсні, а коефіцієнти $S_{12}^{(m)}$ и $S_{21}^{(m)}$ — уявні величини.

Для отримання передаточної функції п'єзовипромінювача вираховується добуток матриць у рівнянні (2.74), після чого отримуємо такі вирази:

$$\begin{Bmatrix} \mathbf{E}_r \\ \mathbf{I} \end{Bmatrix} = \begin{Bmatrix} A_{11}^* & A_{12}^* \\ A_{21}^* & A_{22}^* \end{Bmatrix} \cdot \begin{Bmatrix} \mathbf{F} \\ \mathbf{V} \end{Bmatrix}, \quad (2.76)$$

де

$$A_{11}^* = \left(1 + \frac{Z_{1\Gamma}}{Z_{2\Gamma}}\right) \cdot (A_{11}S_{11}^{(m)} + A_{12}S_{21}^{(m)}) + Z_{1\Gamma}(A_{21}S_{11}^{(m)} + A_{22}S_{21}^{(m)});$$

$$A_{12}^* = \left(1 + \frac{Z_{1\Gamma}}{Z_{2\Gamma}}\right) \cdot (A_{11}S_{12}^{(m)} + A_{12}S_{22}^{(m)}) + Z_{1\Gamma}(A_{21}S_{12}^{(m)} + A_{22}S_{22}^{(m)});$$

$$A_{21}^* = \frac{1}{Z_{1\Gamma}} \cdot (A_{11}S_{11}^{(m)} + A_{12}S_{21}^{(m)}) + (A_{21}S_{11}^{(m)} + A_{22}S_{21}^{(m)});$$

$$A_{22}^* = \frac{1}{Z_{2\Gamma}} \cdot (A_{11}S_{12}^{(m)} + A_{12}S_{22}^{(m)}) + (A_{21}S_{12}^{(m)} + A_{22}S_{22}^{(m)}).$$

З рівняння (2.76) легко визначається передаточна функція п'єзовипромінювача:

$$K_n = \frac{p}{E_r} = \frac{1}{A_0 A_{11}^* + \frac{A_{12}^*}{Z_2}} \quad (2.77)$$

Після підстановки значень коефіцієнтів A_{11}^* и A_{12}^* в рівняння (2.77) отримуємо:

$$K_n(x) = K_{no} \cdot \Phi_n(x) e^{j\phi_H(x)} \quad (2.78)$$

де

$$K_{C_0} = \frac{2e}{l_0}$$

$$\Phi_H(x) = \frac{1}{2\sqrt{(S_{11}^{(m)} * X - \frac{Z_m}{Z_2} S_{12}^{*(m)} * M - \frac{Z_0}{Z_m} S_{21}^{*(m)} * Y + \frac{Z_0}{Z_2} S_{22}^{*(m)} * N)^2 + (S_{11}^{(m)} * M - \frac{Z_m}{Z_2} S_{12}^{*(m)} * X - \frac{Z_0}{Z_m} S_{21}^{*(m)} * N + \frac{Z_0}{Z_2} S_{22}^{*(m)} * Y)^2}}$$

$$f_{\mu C}(x) = -\arctg \frac{S_{11}^{(m)} * M - \frac{Z_m}{Z_2} S_{12}^{*(m)} * X - \frac{Z_0}{Z_m} S_{21}^{*(m)} * N + \frac{Z_0}{Z_2} S_{22}^{*(m)} * Y}{S_{11}^{(m)} * X - \frac{Z_m}{Z_2} S_{12}^{*(m)} * M - \frac{Z_0}{Z_m} S_{21}^{*(m)} * N + \frac{Z_0}{Z_2} S_{22}^{*(m)} * Y}$$

$$S^{*(m)}_{21} = -jS^{(m)}_{21}A_0Z_m, \quad S^{*(m)}_{12} = \frac{S^{(m)}_{12}}{jA_0Z_m}$$

$$X = (1+a)\left(\frac{k_t^2}{\pi x}a_{11} + b_{21}\right) - b\left(\frac{k_t^2}{\pi x}b_{11} - a_{21}\right) + x(\xi a_{21} - \phi b_{21});$$

$$Y = (1+a)\left(\frac{k_t^2}{\pi x}b_{12} - a_{22}\right) + b\left(\frac{k_t^2}{\pi x}a_{12} + b_{22}\right) + x(\xi b_{22} + \phi a_{22});$$

$$M = (1+a)\left(\frac{k_t^2}{\pi x}b_{11} - a_{21}\right) + b\left(\frac{k_t^2}{\pi x}a_{11} + b_{21}\right) + x(\xi b_{21} + \phi a_{21});$$

$$N = (1+a)\left(\frac{k_t^2}{\pi x}a_{12} + b_{22}\right) - b\left(\frac{k_t^2}{\pi x}b_{12} - a_{22}\right) + x(\xi a_{22} - \phi b_{22});$$

$$\frac{Z_{1\Gamma}}{Z_{2\Gamma}} = \alpha + j\beta; \quad \frac{Z_{1\Gamma}}{X_{C_0}} = \xi + j\phi.$$

Величина $K_{\Pi 0} = 2e / l_0$ є максимальним коефіцієнтом передачі механічно недемпфованого п'єзовипромінювача без перехідного шару. З рівняння (2.78) видно, що функція $\Phi_{\Pi}(x) = K_{\Pi}(x) / K_{\Pi 0}$ є амплітудно-частотною характеристикою п'єзовипромінювача, нормованої відносно максимального значення коефіцієнта передачі п'єзоелектричної пластини. Фізичний зміст функції $\Phi_{\Pi}(x)$ такий: зазначена функція на кожній частоті x вказує у скільки разів коефіцієнт передачі дослідного перетворювача більше чи менше величини $K_{\Pi 0} = 2e / l_0$. Якщо необхідно отримати абсолютне значення величин $K_{\Pi 0}$, достатньо значення $\Phi_{\Pi}(x)$ до множити на $K_{\Pi 0} = 2e / l_0$.

Функція $\varphi_n(x)$ є фазо-частотною характеристикою (ФЧХ) перетворювача. Проведене нормування не змінює функцію $\varphi_n(x)$, оскільки $K_{\Pi 0}$ є дійсною величиною.

В отриманих вище виразах функцій $\Phi_{\Pi}(x)$ та $\varphi_n(x)$ не враховувалося поглинання в перехідних шарах. Оскільки перехідний шар зазвичай виготовляють з мало поглинаючих матеріалів і з товщиною, що не перевищує λ_{m_0} таке спрощення у більшості випадків є припустимим.

Коли ж не можна знехтувати поглинанням ультразвукових хвиль у перехідних шарах, слід враховувати, що усі коефіцієнти матриці $\|S_{ij}^{(m)}\|$ стануть комплексними величинами. Вираз передаточної функції у цьому випадку значно ускладнюється, тому наведемо тільки формули для розрахунку нормованих частотних характеристик п'єзовипромінювача з одним перехідним шаром [17]:

$$\Phi_{II}(x) = \frac{x}{2\sqrt{ash2\alpha_3l_3 + bch2\alpha_3l_3 + c\cos 2m_3l_3 + d\sin 2m_3l_3}}, \quad (2.79)$$

$$\varphi_{II}(x) = -\arctg \frac{Y + Mtgm_3l_3 + (N + Xtgm_3l_3)th\alpha_3l_3}{X - Ntgm_3l_3 + (M - Ytgm_3l_3)th\alpha_3l_3}, \quad (2.80)$$

де

$$a = YM + XM;$$

$$b = \frac{1}{2}(X^2 + Y^2 + N^2 + M^2);$$

$$c = \frac{1}{2}(X^2 + Y^2 - N^2 - M^2);$$

$$d = YM - XN.$$

Величини X, Y, M, N при комплексних опорах $Z_{1\Gamma}$ и $Z_{2\Gamma}$, тобто

$\frac{Z_{1\Gamma}}{Z_{2\Gamma}} = \alpha + j\beta$. и $\frac{Z_{1\Gamma}}{X_{C_0}} = \xi + j\varphi$ описуються такими рівняннями:

$$X = \frac{k_t^2}{\pi} \left[\left(a_{11} + \frac{a_{12}}{k_2} \right) (1 + \alpha) - \left(b_{11} + \frac{b_{12}}{k_2} \right) \beta \right] + x \left[\left(b_{21} + \frac{b_{22}}{k_2} \right) (1 + \alpha - \phi x) + \left(a_{21} + \frac{a_{22}}{k_2} \right) (\beta + \xi x) \right],$$

$$Y = \frac{k_t^2}{\pi} \left[\left(a_{11} + \frac{a_{12}}{k_2} \right) \beta + \left(b_{11} + \frac{b_{12}}{k_2} \right) (1 + \alpha) \right] + x \left[\left(b_{21} + \frac{b_{22}}{k_2} \right) (\beta + \xi x) - \left(a_{21} + \frac{a_{22}}{k_2} \right) (1 + \alpha - \phi x) \right],$$

$$M = \frac{k_t^2}{\pi} \left[\left(\frac{a_{11}}{k_4} + \frac{a_{12}}{k_3} \right) (1 + \alpha) - \left(\frac{b_{11}}{k_4} + \frac{b_{12}}{k_3} \right) \beta \right] + x \left[\left(\frac{b_{22}}{k_3} + \frac{b_{21}}{k_4} \right) (1 + \alpha - \phi x) + \left(\frac{a_{22}}{k_3} + \frac{a_{21}}{k_4} \right) (\beta + \xi x) \right],$$

$$N = \frac{k_t^2}{\pi} \left[\left(\frac{a_{11}}{k_4} + \frac{a_{12}}{k_3} \right) \beta + \left(\frac{b_{11}}{k_4} + \frac{b_{12}}{k_3} \right) (1 + \alpha) \right] + x \left[\left(\frac{b_{22}}{k_3} + \frac{b_{21}}{k_4} \right) (\beta + \xi x) - \left(\frac{a_{22}}{k_3} + \frac{a_{21}}{k_4} \right) (1 + \alpha - \phi x) \right],$$

де

$$k_3 = \frac{z_3}{z_0}; \quad k_4 = \frac{z_2}{z_3}.$$

Для перетворення з одним перехідним шаром при $\alpha_3 l_3 = 0$ вирази (2.79) та (2.80) набувають такого вигляду:

$$\Phi_{II}(x) = \frac{x}{2\sqrt{b + c \cos 4\pi n x + d \sin 4\pi n x}}, \quad (2.81)$$

$$\varphi_{II}(x) = -\arctg \frac{Y + M \operatorname{tg} 4\pi n x}{X - N \operatorname{tg} 4\pi n x} \quad (2.82)$$

Коефіцієнти b , c та d залишаються такими самими, як у рівнянні (2.79). Отримані загальні рівняння (2.78) – (2.82) дозволяють розрахувати амплітудно-частотні та фазо-частотні характеристики широкого класу п'єзоперетворювачів, що обумовлює громіздкість отриманих виразів. Для кінцевого типу електричних кіл включення генератора зазначенні рівняння можна спростити. При зміні типу електричного кола змінюються значення коефіцієнтів α , β , ξ и φ , які входять до виразу для X , Y , M та N . Розглянемо деякі окремі випадки п'єзоелектричних перетворювачів.

1. П'єзовипромінювач з перехідним шаром при живленні від генератора напруги. $\Phi_{II}(x)$ та $\varphi_{II}(x)$ визначаються виразами (2.79) та (2.80). При цьому

$$\left. \begin{aligned} X &= \frac{k_t^2}{\pi} \left(a_{11} + \frac{a_{12}}{k_2} \right) + x \left(b_{11} + \frac{b_{12}}{k_2} \right), \\ Y &= \frac{k_t^2}{\pi} \left(b_{11} + \frac{b_{12}}{k_2} \right) - x \left(a_{21} + \frac{a_{22}}{k_2} \right), \\ M &= \frac{k_t^2}{\pi} \left(\frac{a_{11}}{k_4} + \frac{a_{12}}{k_3} \right) + x \left(\frac{b_{22}}{k_3} + \frac{b_{21}}{k_4} \right), \\ N &= \frac{k_t^2}{\pi} \left(\frac{b_{11}}{k_4} + \frac{b_{12}}{k_3} \right) - x \left(\frac{a_{22}}{k_3} + \frac{a_{21}}{k_4} \right). \end{aligned} \right\}, \quad (2.83)$$

2. П'єзовипромінювач без перехідного шару при живленні від генератора напруги:

$$\left. \begin{aligned} \Phi_{II}(x) &= \frac{x}{2\sqrt{X^2 + Y^2}}, \\ \varphi_{II}(x) &= -\operatorname{arctg} \frac{Y}{X}, \end{aligned} \right\} \quad (2.84)$$

де X та Y визначаються виразами (2.83). При механічному недемпфованому перетворювачі $a_{12} = b_{11} = a_{21} = b_{22} = 0$.

Тому вирази для X та Y ще більш спрощуються:

$$\left. \begin{aligned} X &= \frac{k_t^2}{\pi} a_{11} + x b_{21}, \\ Y &= \frac{k_t^2}{\pi} \frac{b_{12}}{k_2} - x \frac{a_{22}}{k_2}. \end{aligned} \right\} \quad (2.85)$$

Аналогічним чином можна отримати більш прості формули і для інших випадків.

З рівняння (2.85) видно, що $\varphi_{II}(x)$ буде рівною 0 при $Y=0$. Остання умова виконується на нормованій частоті x'_0 що задовольняє рівнянню:

$$\operatorname{tg} \frac{\pi}{2} x'_0 = \frac{\pi}{2} \frac{1}{k_t^2} x'_0 \quad (2.86)$$

Розв'язок рівняння (2.86) багатозначний. Частоти x'_0 розташовуються нижче непарних гармонік антирезонансної частоти. Функція $\Phi_{II}(x)$ на частоті x'_0 рівна $\Phi_{II}(x'_0) = 1$. Як показують розрахунки, величина X в околі частоти x'_0 змінюється з невеликою швидкістю, що залежить тільки від ступеня механічного демпфування. Тому максимум амплітудно-частотної характеристики, а тим самим і функції $\Phi_{II}(x)$, виходить на частоті x'_0 , що називається резонансною частотою п'єзоелектричної пластинки, тобто він не збігається з антирезонансною частотою п'єзопластинки x_0 . На ці обставини вперше згадувалося у роботі І. Г. Русакова [18].

Підставляючи $\Phi_{II}(x'_a) = 1$ та $\varphi_{II}(x'_a) = 1$ у рівняння (2.77), отримуємо, що на резонансній частоті x'_a коефіцієнт передачі механічно недемпфованого п'єзоперетворювача без перехідних шарів при живленні від генератора напруги визначається формулою:

$$K_{\Pi_0} = \frac{2e}{l_0}. \quad (2.89)$$

Відносно цього значення і проводиться нормування передаточних функцій п'єзовипромінювача.

Схематичне зображення п'єзоприймача приведено на рис. 20. У загальному випадку електричне коло включення п'єзоприймача можна привести до кола П-типу, яке в подальшому і розглянемо.

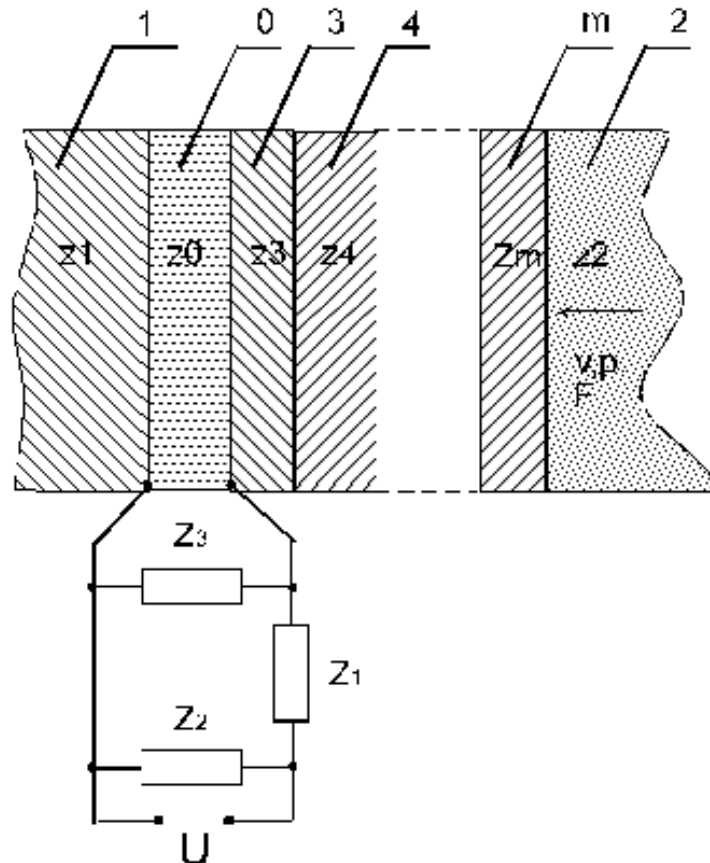


Рис. 20 П'єзоприймач з електричними колами включення: 0 – п'єзоелектрична пластинка; 1 – демпфер; 2 – робоче середовище; 3,4,...,m – перехідні шари; Z_1, Z_2, Z_3 – електричні опори.

При передаточній функції п'єзоприймача треба враховувати, що на поверхні перехідного шару, що контактує із робочим середовищем, будуть діяти падаюча та відбита хвилі тиску p та $p_{\text{відб}}$. Повна дія p_n на поверхні перехідного шару

$$p_n = p + p_{\text{отр}}. \quad (2.90)$$

З іншого боку:

$$\frac{P_{OTP}}{P} = \frac{Z_{BX} - Z_2}{Z_{BX} + Z_2}, \quad (2.91)$$

де Z_{BX} — питомий вхідний акустичний імпеданс п'єзоприймача.

$$P_{\Pi} = P \frac{2Z_{BX}}{Z_{BX} + Z_2}. \quad (2.92)$$

Оскільки сила, що діє на поверхню перехідного шару, визначається виразом:

$$F_{\Pi} = A_0 P_{\Pi} = A_0 P \frac{2Z_{BX}}{Z_{BX} + Z_2} = A_{22}^{**} \cdot U \quad (2.93)$$

де A_{22}^{**} - коефіцієнт матриці системи п'єзоприймач-електричне коло;

U – напруга на вході електричного кола, тоді

$$P = P \frac{Z_{BX} + Z_2}{2Z_{BX} A_0} A_{22}^{**} \cdot U \quad (2.94)$$

З рівнянь чотирьохполосника:

$$Z_{BX} = \frac{1}{A_0} \frac{A_{22}^{**}}{A_{21}^{**}} \cdot U \quad (2.95)$$

Вираз для передаточної функції п'єзоприймача:

$$K_{\Pi} = \frac{U}{P} = \frac{2}{\frac{A_{22}^{**}}{A_0} + Z_2 A_{21}^{**}} \quad (2.96)$$

Для визначення коефіцієнтів A_{21}^{**} і A_{22}^{**} необхідно скласти матричне рівняння п'єзоприймача з електричним колом та перемножити матриці. Зазначимо, що вирази для коефіцієнтів матриці m -шарової структури вийдуть такими самими, як і у випадку п'єзовипромінювача, якщо тільки нумерація шарів відбувається у зворотному напрямку. Тоді перехідний шар, що контактує із робочим середовищем, має індекс 3, а шар, що контактує з п'єзоелементом, має індекс m .

Після множення матриць та підстановки отриманих коефіцієнтів у вирази (4.71), для п'єзоприймача з електричним колом навантаження П-типу маємо:

$$K_{\Pi} = K_{\Pi_0} \cdot F_{\Pi}(x) e^{j\varphi_{\Pi}(x)} \quad (2.97)$$

де

$$K_{n_0} = \frac{4e}{\omega_0 \varepsilon Z_2} e^{-j\frac{\pi}{2}}$$

$$\Phi_n(x) = \frac{k_2}{2\sqrt{(S_{22}^{(m)}X_1 - S_{21}^{*(m)} \frac{Z_2}{Z_m} Y_1 - S_{12}^{*(m)} \frac{Z_m}{Z_0} N_1 + S_{11}^{*(m)} \frac{Z_2}{Z_0} M_1)^2 + (S_{22}^{(m)}Y_1 - S_{21}^{*(m)} \frac{Z_2}{Z_m} X_1 - S_{12}^{*(m)} \frac{Z_m}{Z_0} M_1 + S_{11}^{*(m)} \frac{Z_2}{Z_0} N_1)^2}}$$

$$\varphi_n(x) = -\arctg \frac{S_{22}^{(m)}Y_1 - S_{21}^{*(m)} \frac{Z_2}{Z_m} X_1 - S_{12}^{*(m)} \frac{Z_m}{Z_0} M_1 + S_{11}^{*(m)} \frac{Z_2}{Z_0} N_1}{S_{22}^{(m)}X_1 - S_{21}^{*(m)} \frac{Z_2}{Z_m} Y_1 - S_{12}^{*(m)} \frac{Z_m}{Z_0} N_1 + S_{11}^{*(m)} \frac{Z_2}{Z_0} M_1} + \frac{\pi}{2}$$

Тоді

$$X_1 = \frac{k_t^2}{\pi x} (uX_{Co}a_{12} - vX_{Co}b_{12}) + uX_{Co}b_{22} + vX_{Co}a_{22} + x(pa_{22} - qb_{22})$$

$$Y_1 = \frac{k_t^2}{\pi x} (uX_{Co}b_{12} + vX_{Co}a_{12}) - uX_{Co}a_{22} + vX_{Co}b_{22} + x(qa_{22} + pb_{22})$$

$$M_1 = \frac{k_t^2}{\pi x} (uX_{Co}a_{11} - vX_{Co}b_{11}) + uX_{Co}b_{21} + vX_{Co}a_{21} + x(pa_{21} - qb_{21})$$

$$N_1 = \frac{k_t^2}{\pi x} (uX_{Co}b_{12} + vX_{Co}a_{12}) - uX_{Co}a_{22} + vX_{Co}b_{22} + x(qa_{22} + pb_{22})$$

$$1 + \frac{Z_1}{Z_2} = p + jq; \quad X\omega(Z_1 + Z_2 + Z_3)/Z_2 * Z_3 = u + jv$$

Формули, що наведено вище отримані за такої ж нумерації шарів, як і у випадку п'єзовипромінювача. Величина

$$K_{\Pi_0} = \frac{4e}{\varpi_0 e Z_2} e^{-j\frac{\pi}{2}}$$

є максимальним коефіцієнтом передачі механічно недемпфованого п'єзоприймача, що працює на електричному холостому ході на резонансній частоті f_0 . Відносно цього коефіцієнта здійснюється нормування передаточної функції, для чого до нормативної ФЧХ додається сталий фазовий кут $\varphi_0 = \pi / 2$

Приведена передаточна функція п'єзоприймача з довільною кількістю перехідних шарів не враховуючи поглинання у цих шарах. З урахуванням

поглинання нормована передаточна функція п'єзоприймача з одним перехідним шаром, набуває вигляду:

$$\Phi_{II}(x) = \frac{x}{2\sqrt{a_1 \operatorname{sh} 2\alpha_3 l_3 + b_1 \operatorname{ch} 2\alpha_3 l_3 + c_1 \cos 2m_3 l_3 + d_1 \sin 2m_3 l_3}}, \quad (2.98)$$

$$\varphi_{II}(x) = -\operatorname{arctg} \frac{Y_1 + M_1 \operatorname{tg} m_3 l_3 + (N_1 + X_1 \operatorname{tg} m_3 l_3) \operatorname{th} \alpha_3 l_3}{X_1 - N_1 \operatorname{tg} m_3 l_3 + (M_1 - Y_1 \operatorname{tg} m_3 l_3) \operatorname{th} \alpha_3 l_3} + \frac{\pi}{2}, \quad (2.99)$$

де

$$a_1 = Y_1 M_1 + X_1 M_1;$$

$$b_1 = \frac{1}{2} (X_1^2 + Y_1^2 + N_1^2 + M_1^2);$$

$$c_1 = \frac{1}{2} (X_1^2 + Y_1^2 - N_1^2 - M_1^2);$$

$$d_1 = Y_1 M_1 - X_1 N_1,$$

$$X_1 = \frac{k_t^2}{\pi x} \left[\left(a_{11} + \frac{a_{12}}{k_2} \right) uX_{C_0} - \left(b_{11} + \frac{b_{12}}{k_2} \right) vX_{C_0} \right] + \left(b_{21} + \frac{b_{22}}{k_2} \right) (uX_{C_0} - qx) + \left(a_{21} + \frac{a_{22}}{k_2} \right) (vX_{C_0} + px),$$

$$Y_1 = \frac{k_t^2}{\pi x} \left[\left(a_{11} + \frac{a_{12}}{k_2} \right) vX_{C_0} + \left(b_{11} + \frac{b_{12}}{k_2} \right) uX_{C_0} \right] + \left(b_{21} + \frac{b_{22}}{k_2} \right) (vX_{C_0} + px) - \left(a_{21} + \frac{a_{22}}{k_2} \right) (uX_{C_0} - qx),$$

$$M_1 = \frac{k_t^2}{\pi x} \left[\left(\frac{a_{11}}{k_4} + \frac{a_{12}}{k_3} \right) uX_{C_0} - \left(\frac{b_{11}}{k_4} + \frac{b_{12}}{k_3} \right) vX_{C_0} \right] + \left(\frac{b_{22}}{k_3} + \frac{b_{21}}{k_4} \right) (uX_{C_0} - qx) + \left(\frac{a_{22}}{k_3} + \frac{a_{21}}{k_4} \right) (vX_{C_0} + px),$$

$$N_1 = \frac{k_t^2}{\pi x} \left[\left(\frac{a_{11}}{k_4} + \frac{a_{12}}{k_3} \right) vX_{C_0} + \left(\frac{b_{11}}{k_4} + \frac{b_{12}}{k_3} \right) uX_{C_0} \right] + \left(\frac{b_{22}}{k_3} + \frac{b_{21}}{k_4} \right) (vX_{C_0} + px) - \left(\frac{a_{22}}{k_3} + \frac{a_{21}}{k_4} \right) (uX_{C_0} - qx),$$

Якщо враховувати поглинання у перехідному шарі, то вирази для нормування амплітудно-частотних та фазо-частотних характеристик спрощуються:

$$\Phi_{II}(x) = \frac{1}{2\sqrt{b_1 + c_1 \cos 4\pi x + d_1 \sin 4\pi x}}, \quad (2.100)$$

$$\varphi_{II}(x) = -\operatorname{arctg} \frac{Y_1 + M_1 \operatorname{tg} 2\pi x}{X_1 - N_1 \operatorname{tg} 2\pi x} + \frac{\pi}{2}. \quad (2.101)$$

У випадку відсутності перехідного шару ($n = 0$) функція $\Phi_n(x)$, $\varphi_n(x)$ приймають вид:

$$\Phi_{II}(x) = \frac{x}{2\sqrt{X_1^2 + Y_1^2}} \quad (2.102)$$

$$\varphi_{II}(x) = -\arctg \frac{Y_1}{X_1} + \frac{\pi}{2}. \quad (2.103)$$

Якщо приймач при цьому працює на електричному холостому ході, тоді

$$X_1 = x \left(a_{21} + \frac{a_{22}}{k_2} \right),$$

$$Y_1 = x \left(b_{21} + \frac{b_{22}}{k_2} \right).$$

При аналізі п'єзоперетворювача, що працює в режимі випромінювання – прийом, більш зручно використовувати абсолютну (не нормовану) передаточну функцію. Передаточну функцію системи випромінювач-приймач можна виразити через нормування передаточної функції [18]:

$$K(x) + K_{II}(x) \cdot K_{II}(x) = \frac{8k_t^2}{\pi k_2} \Phi_{II}(x) \cdot \Phi_{II}(x) e^{j[\varphi_{II}(x) + \varphi_{II}(x)]} = \frac{8k_t^2}{\pi k_2} \Phi(x) e^{j\varphi(x)} \quad (2.104)$$

В даній роботі для розширення смуги пропускання буде використано (рис. 21), запропонована авторами [19]. Для розв'язку поставленої задачі, обмежимося 3-ланковим пасивним електричним чотиріполюсником з двома узгоджувальними шарами [19]:

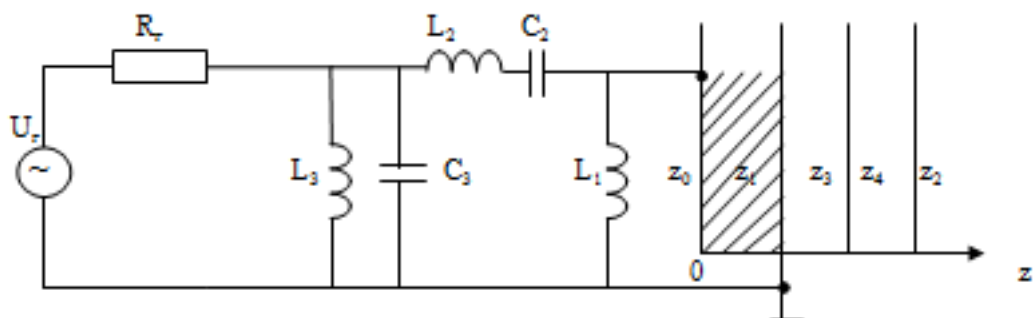


Рис. 21. П'єзовипромінювач з електричними колами включення

Тоді вираз (4.50) для даної системи має вид:

$$\begin{aligned} \left\| \begin{matrix} U_r \\ I \end{matrix} \right\| = & \left\| \begin{matrix} 1 & R_r \\ 0 & 1 \end{matrix} \right\| \cdot \left\| \begin{matrix} 1 & 0 \\ \frac{1}{j\omega L_3} & 1 \end{matrix} \right\| \cdot \left\| \begin{matrix} 1 & 0 \\ j\omega C_3 & 1 \end{matrix} \right\| \cdot \left\| \begin{matrix} 1 & j\omega L_2 \\ 0 & 1 \end{matrix} \right\| \cdot \left\| \begin{matrix} 1 & \frac{1}{j\omega C_2} \\ 0 & 1 \end{matrix} \right\| \cdot \left\| \begin{matrix} 1 & 0 \\ \frac{1}{j\omega L_1} & 1 \end{matrix} \right\| \cdot \\ & \cdot \left\| \begin{matrix} A_{11} & A_{12} \\ A_{21} & A_{22} \end{matrix} \right\| \times \left\| \begin{matrix} S_{11}^{(m)} & S_{12}^{(m)} \\ S_{21}^{(m)} & S_{22}^{(m)} \end{matrix} \right\| \cdot \left\| \begin{matrix} F \\ v \end{matrix} \right\|, \end{aligned} \quad (2.105)$$

Для отримання передаточної функції п'єзовипромінювача вираховується добуток матриць у рівнянні (2.105), після чого отримуємо такі вирази:

$$\left\| \begin{matrix} U_r \\ I \end{matrix} \right\| = \left\| \begin{matrix} A_{11}^* & A_{12}^* \\ A_{21}^* & A_{22}^* \end{matrix} \right\| \cdot \left\| \begin{matrix} F \\ v \end{matrix} \right\|, \quad (2.106)$$

де

$$\begin{aligned} A_{11}^* = & \left[\left[1 + \frac{R_r}{j\omega L_3} + R_r j\omega C_3 + \frac{\left[\frac{1 + \frac{R_r}{j\omega L_3} + R_r j\omega C_3}{j\omega C_2} + \left[1 + \frac{R_r}{j\omega L_3} + R_r j\omega C_3 \right] j\omega L_2 + R_r \right]}{j\omega L_1} \right] A_{11} + \right. \\ & \left. + \left[\frac{1 + \frac{R_r}{j\omega L_3} + R_r j\omega C_3}{j\omega C_2} + \left[1 + \frac{R_r}{j\omega L_3} + R_r j\omega C_3 \right] j\omega L_2 + R_r \right] A_{21} \right] S_{11}^{(4)} + \\ & + \left[\left[1 + \frac{R_r}{j\omega L_3} + R_r j\omega C_3 + \frac{\left[\frac{1 + \frac{R_r}{j\omega L_3} + R_r j\omega C_3}{j\omega C_2} + \left[1 + \frac{R_r}{j\omega L_3} + R_r j\omega C_3 \right] j\omega L_2 + R_r \right]}{j\omega L_1} \right] A_{12} + \right. \\ & \left. + \left[\frac{1 + \frac{R_r}{j\omega L_3} + R_r j\omega C_3}{j\omega C_2} + \left[1 + \frac{R_r}{j\omega L_3} + R_r j\omega C_3 \right] j\omega L_2 + R_r \right] A_{22} \right] S_{21}^{(4)} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
A_{12}^* = & \left[\left[1 + \frac{R_\Gamma}{j\omega L_3} + R_\Gamma j\omega C_3 + \frac{\left[\frac{1 + \frac{R_\Gamma}{j\omega L_3} + R_\Gamma j\omega C_3}{j\omega C_2} + \left[1 + \frac{R_\Gamma}{j\omega L_3} + R_\Gamma j\omega C_3 \right] j\omega L_2 + R_\Gamma \right]}{j\omega L_1} \right] A_{11} + \right. \\
& \left. + \left[\frac{1 + \frac{R_\Gamma}{j\omega L_3} + R_\Gamma j\omega C_3}{j\omega C_2} + \left[1 + \frac{R_\Gamma}{j\omega L_3} + R_\Gamma j\omega C_3 \right] j\omega L_2 + R_\Gamma \right] A_{21} \right] S_{12}^{(4)} + \\
& + \left[\left[1 + \frac{R_\Gamma}{j\omega L_3} + R_\Gamma j\omega C_3 + \frac{\left[\frac{1 + \frac{R_\Gamma}{j\omega L_3} + R_\Gamma j\omega C_3}{j\omega C_2} + \left[1 + \frac{R_\Gamma}{j\omega L_3} + R_\Gamma j\omega C_3 \right] j\omega L_2 + R_\Gamma \right]}{j\omega L_1} \right] A_{12} + \right. \\
& \left. + \left[\frac{1 + \frac{R_\Gamma}{j\omega L_3} + R_\Gamma j\omega C_3}{j\omega C_2} + \left[1 + \frac{R_\Gamma}{j\omega L_3} + R_\Gamma j\omega C_3 \right] j\omega L_2 + R_\Gamma \right] A_{22} \right] S_{22}^{(4)} \\
A_{21}^* = & \left[\left[\frac{1}{j\omega L_3} + j\omega C_3 + \frac{\left[\frac{\frac{1}{j\omega L_3} + j\omega C_3}{j\omega C_2} + \left[\frac{1}{j\omega L_3} + j\omega C_3 \right] j\omega L_2 + 1 \right]}{j\omega L_1} \right] A_{11} + \right. \\
& \left. + \left[\frac{\frac{1}{j\omega L_3} + j\omega C_3}{j\omega C_2} + \left[\frac{1}{j\omega L_3} + j\omega C_3 \right] j\omega L_2 + 1 \right] A_{21} \right] S_{11}^{(4)} +
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
& + \left[\frac{1}{j\omega L_3} + j\omega C_3 + \frac{\left[\frac{1}{j\omega L_3} + j\omega C_3 \right] j\omega L_2 + 1}{j\omega C_2} \right] A_{12} + \\
& + \left[\frac{1}{j\omega L_3} + j\omega C_3 + \left[\frac{1}{j\omega L_3} + j\omega C_3 \right] j\omega L_2 + 1 \right] A_{22} \left[S_{21}^{(4)} \right] \\
A_{22}^* = & \left[\frac{1}{j\omega L_3} + j\omega C_3 + \frac{\left[\frac{1}{j\omega L_3} + j\omega C_3 \right] j\omega L_2 + 1}{j\omega C_2} \right] A_{11} + \\
& + \left[\frac{1}{j\omega L_3} + j\omega C_3 + \left[\frac{1}{j\omega L_3} + j\omega C_3 \right] j\omega L_2 + 1 \right] A_{21} \left[S_{12}^{(4)} + \right. \\
& + \left. \left[\frac{1}{j\omega L_3} + j\omega C_3 + \frac{\left[\frac{1}{j\omega L_3} + j\omega C_3 \right] j\omega L_2 + 1}{j\omega C_2} \right] A_{12} + \right. \\
& + \left. \left[\frac{1}{j\omega L_3} + j\omega C_3 + \left[\frac{1}{j\omega L_3} + j\omega C_3 \right] j\omega L_2 + 1 \right] A_{22} \left[S_{22}^{(4)} \right] \right]
\end{aligned}$$

Вирази для передаточної функції п'єзовипромінювача та для передаточної функції п'єзоприймача мають вигляд (2.77), (2.96).

2.4.Результати розрахунків

Вихідні дані: робоча частота 2.5 МГц , випромінююча потужність – максимальна за відсутності вимушеного охолодження; амплітуда збуджуючого електричного напруження – мінімальна.

Вибір типу п'єзокераміки заснований на п'єзокерамічному матеріалі, який набув найбільшого поширення в нашій країні - цирконат-титоната свинцю (ЦТС) і тверді розчини чотирьох компонентних систем, що включають титонат свинцю і цирконат свинцю (ПКР). Кварц непридатний для використання в діагностиці, так як має слабку чутливість поза резонансом. П'єзокерамічні матеріали типу PZT (ЦТС) мають порівняно високий коефіцієнт електромеханічного зв'язку і мають помітну чутливість поза резонансом, що дозволяє їх використовувати для роботи в широкосмуговому режимі.

В якості матеріалу для п'єзоелемента обрано п'єзокераміку PZT – 8, для якої температура Кюрі – 300°C , а коефіцієнт електромеханічної зв'язку досягає 0.3 й більше.

Можливо два варіанти поляризації п'єзоелементів в лінійній решітці: п'єзоелементи, які вчиняють поздовжні коливання по товщині і по довжині паралельно вектору електричного поля і поздовжні коливання по довжині перпендикулярно до вектора електричного поля.

Оберемо п'єзоелемент, який здійснює поздовжні коливання по товщині.

За визначенням робоча частота [15]:

$$f_0 = \frac{C^D}{2 \cdot l_0}, \quad (2.107)$$

де C^D - швидкість акустичних хвиль в п'єзокераміці PZT-8, $f_p = f_0 = 2.5 \text{ МГц}$ - робоча частота.

Підставивши значення в (2.107) отримаємо товщину п'єзоелементу [15]:

$$l_0 = \frac{C^D}{2f_0}. \quad (2.108)$$

Співвідношення, що визначає відсутність побічних мод коливань при визначеній товщині (2.108) $l_0 = 0,92 \text{ мм}$ [15]:

$$\frac{D}{l_0} \gg 2 \quad (2.109)$$

Звідси, оберемо діаметр п'єзоелемента рівним $D = 20 \text{ мм}$.

Перетворення плоского хвильового фронту у фронт, що збігається можна здійснити за допомогою акустичної лінзи (рис.22) [1]. Така лінза виготовляється з твердого матеріалу, швидкість поширення ультразвуку в якому перевищує її значення в рідких середовищах. Тому твердотільні лінзи мають плосковвігнуту форму. Було обрано в якості матеріалу акустичної лінзи – полістирол зі швидкістю поширення ультразвуку $c_1 = 2150 \text{ м/с}$.

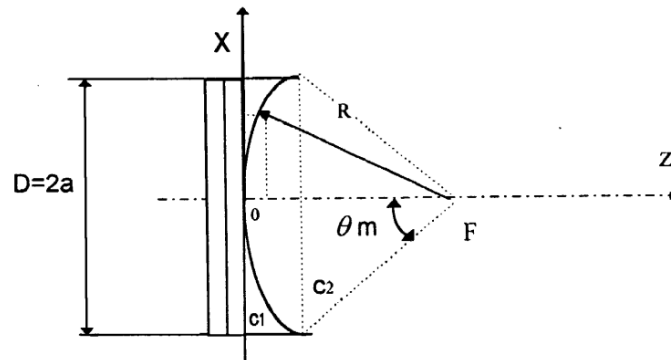


Рис. 22. Сферична лінза

Фокусна відстань лінзи визначається виразом [1]:

$$F = \frac{R}{1 - n}, \quad (2.110)$$

де R - радіус кривизни лінзи; $n = \frac{c_2}{c_1}$ - відношення швидкостей звуку в робочому середовищі і матеріалі лінзи.

За умови, що радіус кривизни $R = 20 \text{ мм}$, то фокусна відстань $F = 55 \text{ мм}$.

Одним з параметрів, що визначають якість фокусування системи, є коефіцієнт підсилення за тиском [1]:

$$K_p = \left| \frac{P_F}{P_S} \right| = kF(1 - \cos \theta_m) = \left(\frac{2\pi F}{\lambda} \right) (1 - \cos \theta_m), \quad (2.111)$$

де P_F - звуковий тиск в центрі фокальної плями, P_S - звукового тиску на поверхні п'єзоперетворювача, θ_m - апертурний кут

Коефіцієнт підсилення залежить від апертури розкриву перетворювача і росте з її ростом, досягаючи свого максимуму $\frac{4\pi F}{\lambda}$ для замкнутої сфери.

Для приосьових (параксіальних) звукових хвиль ($\theta_m < 30^\circ$) можна вважати що $\theta_m \approx \frac{D}{2F}$.

З огляду на співвідношення

$$\cos \theta_m = 1 - 2 \sin^2 \frac{\theta_m}{2} = 1 - 2 \left(\frac{D}{4F} \right)^2, \quad (2.112)$$

вираз (2.110) має вигляд:

$$K_p = \left| \frac{P_F}{P_S} \right| = \frac{\pi D^2}{4\lambda F} = \frac{\pi Z_\delta}{F}, \quad (2.113)$$

де $Z_\delta = \frac{a^2}{\lambda} = \frac{D^2}{4\lambda}$ - довжина ближньої зони.

Таким чином, збільшення апертури випромінювача і зменшення довжини хвилі приводить, теоретично, до безмежного росту коефіцієнта підсилення. Однак хвильова природа звуку не дозволяє звести промінь у точку, а наявність згасання в реальному середовищі обмежує коефіцієнт підсилення.

Розподіл амплітуди тиску вздовж вісі Z описується виразом:

$$|P(Z)| = |P_F| \cdot \left| \frac{\sin(kZ \frac{1 - \cos \theta_m}{2})}{kZ \frac{1 - \cos \theta_m}{2}} \right|. \quad (2.114)$$

Значення $Z = \pm Z_0$, при яких $P(Z)$ дорівнює нулю, визначають довжину фокальної зони й обчислюються зі співвідношення:

$$\sin(kZ_0 \frac{1 - \cos \theta_m}{2}) = 0 \quad (2.115)$$

Звідси

$$Z_0 = \frac{\lambda \pi}{2\pi} \cdot \frac{2}{1 - \cos\theta_m} = \frac{\lambda}{1 - \cos\theta_m} \quad (2.116)$$

Графік функції $|P(Z)|$ приведений на рис. 23.

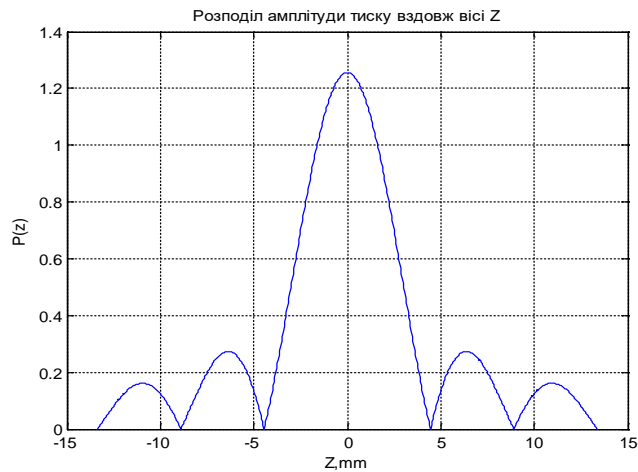


Рис. 23. Розподіл амплітуди тиску вздовж осі фокусуєної системи

Іншим важливим параметром фокусування є радіус дифракційного кружка (кружка Ері) [1]:

$$r = 0,61 \frac{F\lambda}{a}. \quad (2.117)$$

Плосковвігнуті лінзи зі сферичною поверхнею мають велику сферичну аберацію.

Однією з причин появи сферичної аберації є величина кута заломлення променя, що виходить з лінзи. При наближенні фокуса до центра кривизни, кути між променями і нормаллями до поверхні лінзи зменшуються (рис. 22). У межі, коли $n \rightarrow 0$ фокус F збігається з радіусом кривизни лінзи R , а сферична аберація відсутня.

Можна зробити висновок, що сферична лінза ефективно працює при малих значеннях коефіцієнта заломлення і малих кутових апертурах θ_m .

Для виключення сферичної аберації варто надати поверхні ввігнутої лінзи таку форму, щоб на її виході утворився сферичний фронт, що збігається, з центром у фокусі F .

Рівняння твірної поверхні складається з умови рівності часу приходу променів у фокус лінзи. Взявши два промені - один осьовий OF, а другий довільний (наприклад BCF), зрівнюємо час пробігу звукових хвиль:

$$\frac{OF}{c_2} = \frac{BC}{c_1} + \frac{\sqrt{OB^2 + DF^2}}{c_2}. \quad (2.118)$$

Перейдемо до прийнятих позначень:

$$\frac{F}{c_2} = \frac{Z}{c_1} + \frac{\sqrt{X^2 + (F - Z)^2}}{c_2}. \quad (2.119)$$

Вирішуючи останнє, знайдемо координати твірної безабераційної лінзи $X = 0.008(м), Z_t = 0.0036(м)$.

Для приосьових променів твірні безабераційної і сферичної лінз практично збігаються. Тому скориставшись співвідношеннями (2.109) і (2.111), одержимо вирази для коефіцієнта підсилення лінзи:

$$K_p = \frac{\pi \cdot R}{\lambda} \left(1 - \frac{c_2}{c_1}\right). \quad (2.120)$$

Згідно розрахованій фокусній відстані (2.109), коефіцієнт підсилення за тиском (2.120) $K_p = 9.52$, радіус дифракційного кружка (10): $r = 2 \text{ мм}$.

РОЗДІЛ 3

Дослідження експериментального приладу

Істотним недоліком ультразвукових апаратів, що випромінюють одну звукову частоту, особливо при роботі із гранично припустимою інтенсивністю та при прямому контакті зі шкірою, є необхідність їх пересування під час процедури. Це викликано необхідністю уникнення локальних пошкоджень через можливе утворення стоячих хвиль та гарячих точок у тілі людини однорідного у поперечному перерізі УЗ пучка акустичного поля змінної товщини. Не кажучи вже про проблему запропоновано, як це відбувається в імпульсній дефектоскопії матеріалів, використовувати джерела з широким спектром випромінювання. А в якості перетворювачів пропонується вживані у дефектоскопії п'єзоелектричні перетворювачі створення широкосмугового випромінювача достатньої інтенсивності в безпечному режимі терапевтичного.

Для отримання пластинчатого п'єзоперетворювача в смузі частот 1-3 МГц, що не, такі перетворювачі неприйнятні, оскільки різні ділянки тканини в поперечному перетині пучка опромінюються різними частотами. Це і спонукало для розробки, розрахунку, створення і дослідження широкосмугового УЗ має аналогів.

3.1. Метод вимірювання АЧХ

а) Метод отримання АЧХ

Для вимірювань використати схему, зображену на (рис.24).

ВЧ-напруга від генератора із заданою частотою і постійною амплітудою U_1 , що підтримується, через баластний опір R_0 подається на п'єзоелемент. Вимірюється амплітуда напруги на п'єзоелементі та зсув фаз між напругою U_1 і U_2 за допомогою цифрового фазометра.

б) Метод аналізу АЧХ.

Випадок п'єзоелементів без узгоджувачів шарів і електричних ланцюгів.

П'єзоперетворювач являє собою елемент з розподіленими параметрами. Однак для його аналізу часто використовується електрична еквівалентна схема із зосередженими параметрами, наведена на (рис.25 (а)).

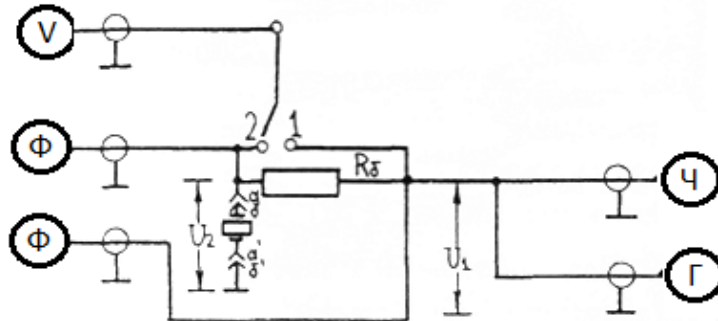


Рис.24

(V-вольтметр ВЗ-43; Ф-фазометр Ф2-34; Ч-частотомір ЧЗ-34А; Г-генератор ГЗ-112)

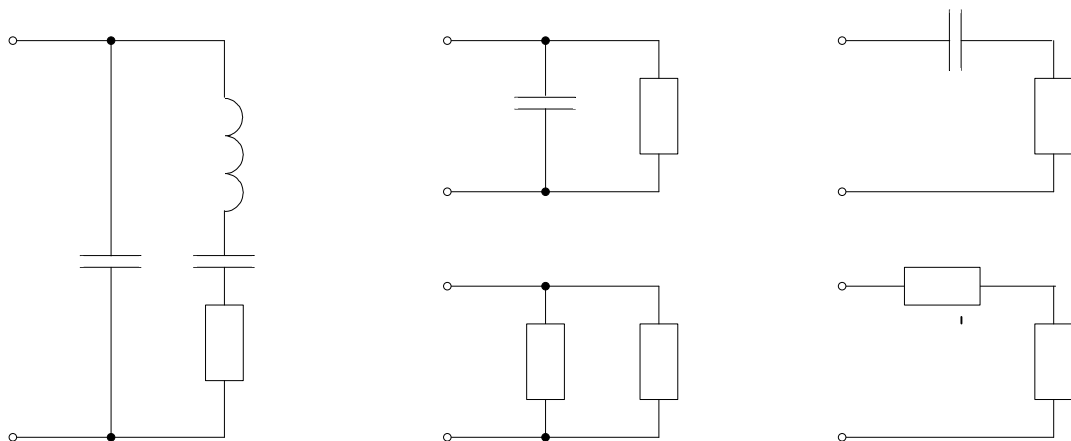


Рис.25 Електрична еквівалентна схема

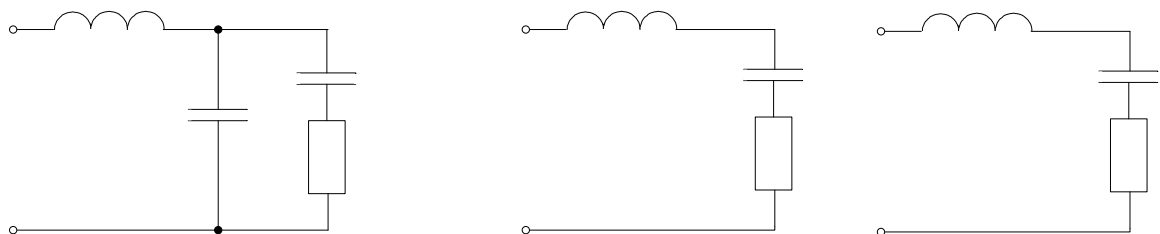


Рис.26

$c = \frac{8C_0 k_t^2 / \pi^2}{1 - 8k_t^2 / \pi^2} \approx \frac{8C_0 k_t^2}{\pi^2}$ – динамічна ємність; C_0 – статична ємність

п'єзoeлементa; $L = \frac{1}{C\omega_1^2}$ – динамічна індуктивність; $R \approx \frac{\pi(k_1 + k_2)}{4k_t^2 \omega_1 C_0}$ –

динамічний опір втрат на випромінювання; ω_1 – частота електричного

резонансу, та $\omega_0 = \frac{\pi v^D}{l_0}$ – частота механічного резонансу, пов'язані для

випадку $R_a = 0$ співвідношенням

$$\frac{\operatorname{tg}(\pi\omega_1/2\omega_0)}{(\pi\omega_1/2\omega_0)} = \frac{1}{k_t^2}, \quad (3.1)$$

або наближеним співвідношенням:

$$\frac{\omega_1}{\omega_0} \approx \sqrt{1 - \frac{8k_t^2}{\pi^2}}. \quad (3.2)$$

Ця схема є найбільш точною при $k_1 + k_2 \ll 1$ так як на частоті ω_1 вона представляє паралельне з'єднання ємності C_0 і еквівалентного опору навантаження $R(\omega_1)$ (рис.25(б)), а на частоті ω_0 – послідовне з'єднання тієї ж ємності C_0 і опору R_{a0} (рис.25(в))

$$R_{a0} = \frac{1}{\omega_0 C_0} \frac{4k_t^2}{\pi} \frac{1}{k_1 + k_2} \approx \frac{1}{(\omega_0 C_0 R)}, \quad (3.3)$$

тобто можливі схеми паралельного чи послідовного з'єднання активного і реактивного опорів для всього діапазону частот $0 < \omega < 2\omega_0$.

Послідовна схема особливо зручна для суміщеного п'єзoeлементa, у якому випромінювання і приймання УЗ-хвиль здійснюється на частоті механічного резонансу.

Легко показати, що параметри послідовної схеми пов'язані зі значеннями U_1 , U_2 , та φ наступними співвідношеннями [15]:

$$R_a = R_\sigma \frac{U_2}{U_1} \frac{\cos \varphi - U_2/U_1}{\sin^2 \varphi + (\cos \varphi - U_2/U_1)^2};$$

(3.4)

$$X' = R_{\sigma} \frac{U_2}{U_1} \frac{\sin \varphi}{\sin^2 \varphi + (\cos \varphi - U_2/U_1)^2};$$

Переходячи від схеми (рис. 25(а)) до (рис. 25(в)), отримаємо:

$$R_a = \frac{R_{a0}}{1 + (Q_a(1/x - x))^2}; \quad (3.5)$$

$$X' = \frac{R_{a0} Q_a (1/x - x)}{1 + (Q_a(1/x - x))^2} - \frac{1}{x \omega_0 C_0},$$

$$\text{де } x = f/f_0, Q_a = \omega_0 C_0 R_{a0} = \frac{\pi}{2(k_1 + k_2)}, k_1 + k_2 = \pi/(2Q_a). \quad (3.6)$$

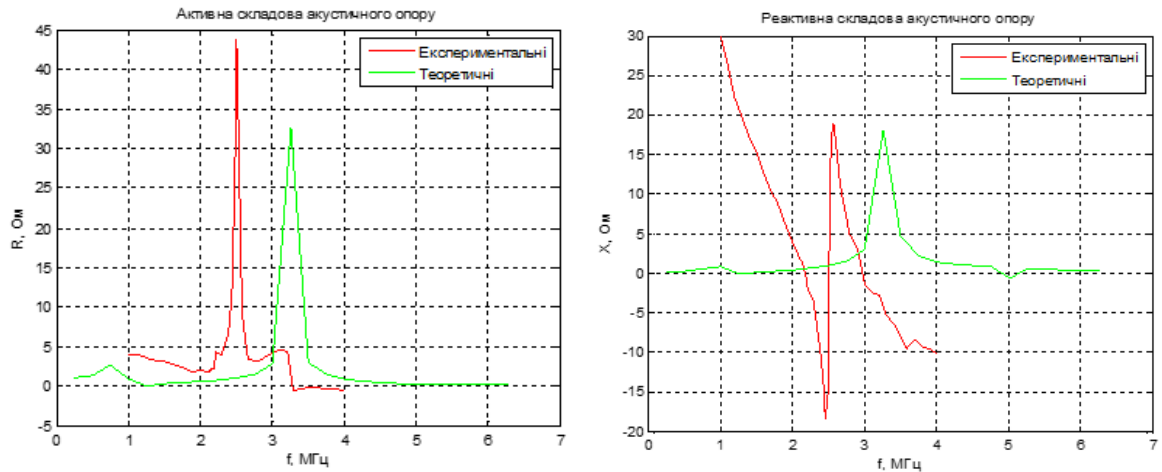


Рис. 26 Активна та реактивна складові електричного імпедансу п'єзоперетворювача в залежності від частоти f при випромінюванні у воду

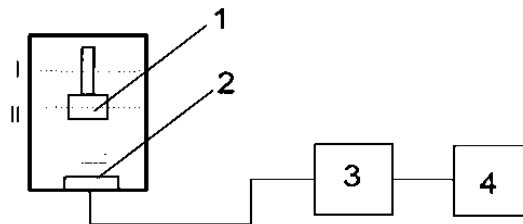


Рис.27. Макет досліджуваного приладу

Добротність та коефіцієнт електромеханічного зв'язку п'єзокераміки перетворювача визначаються наступним чином [15]:

$$Q_a \approx \frac{f_0}{2\Delta f}, \quad (3.7)$$

де f_0 робоча частота, а смуга $\Delta f = |f - f_0|$ по кривій $R_a(f)$ визначається на рівні 0.5;

$$k_t^2 = \frac{\pi^2}{8} \frac{1}{Q_a} \frac{R_{a0}}{X_{c0}}, \quad (3.8)$$

де активна $R_{a0} = 2 \cdot R_a$, та реактивна $X_{c0} = \frac{1}{\omega_0 C_0} = X(f_0)$ складові, які визначаються на резонансній частоті.

Згідно експериментальним даним, визначено: робочу частоту п'єзоперетворювача $f_0 = 2.51$ МГц, акустичну добротність при випромінненні у воду $Q_a = 30.67$ коефіцієнт електромеханічного зв'язку п'єзокераміки при її навантаженні водою $k_t = 0.89$.

ВИМІРЮВАННЯ ВИПРОМІНЮВАНОЇ УЛЬТРАЗВУКОВОЇ ПОТУЖНОСТІ

В основу виміру ультразвукової потужності покладений метод вимірювання радіаційного тиску, що виникає на границі розділу двох середовищ. У методі зрівноважування поплавок ультразвукова хвиля, випромінювана перетворювачем 1, (рис. 28) створює радіаційний тиск на границі розділу поплавок – рідина (2,3 відповідно). Виникаюча при цьому виштовхуюча сила F , піднімає поплавок на деяку висоту h .

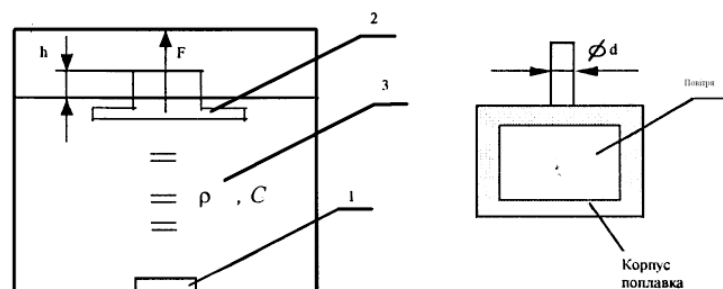


Рис.28. Макет експериментального дослідження

Конструкція поплавка припускає наявність повітряного зазору, що дозволяє одержати коефіцієнт відбиття по тиску рівний +1.

Якщо розміри поплавка набагато більше довжини хвилі, а ультразвукові хвилі падають нормально до його поверхні, то акустична потужність пропорційна висоті h :

$$W_a = h \frac{\pi \cdot d^2}{4} \cdot \frac{\rho g c}{2}, \quad (3.9)$$

де d - діаметр трубки поплавця, ρ , c - густина і швидкість звуку в рідині, $g=9.8 \text{ м/с}^2$.

Схему (рис. 28) для виміру акустичної, електричної потужності п'єзоелемента з лінзою.

Експериментально визначено електричну потужність W_e і висоту фонтана h .

$$W_e = U \cdot I, \quad (3.10)$$

де

Акустична потужність:

$$W_a = h \frac{\pi \cdot d^2}{4} \cdot \frac{\rho g c}{2} = 0.014 \cdot \frac{3.14 \cdot 0.002^2}{4} \times \frac{1.5 \cdot 10^6 \cdot 9.8}{2} = 0.727 \text{ Вт} \quad (3.11)$$

Електрична потужність:

$$W_e = 15 \cdot 0.33 = 4.95 \text{ Вт}$$

КПД:

$$\eta = \frac{W_a}{W_e} \cdot 100\% = \frac{0.727}{4.95} \cdot 100\% = 14.6\%$$

Теоретичні розрахунки:

Звуковий тиск на поверхні п'єзоперетворювача:

$$k_{II} = \frac{P_0}{U_{II}}, P_0 = k_{II} \cdot U_{II} = 7.1 \cdot 10^3 \cdot 15 = 106.5 \text{ кПа}$$

Інтенсивність в центрі фокальної плями:

$$I_i = \frac{(P_0 \cdot K_p)^2}{2(\rho c)_{\text{кер}}} = \frac{(106.5 \cdot 10^3 \cdot 9.52)^2}{2 \cdot 7600 \cdot 4580} = 14.8 \text{ кВт / см}^2$$

Акустична потужність в центрі фокальної плями

$$W_{ак} = I \cdot S = 14.8 \cdot 10^3 \cdot \pi \cdot (0.002)^2 = 0.186 \text{ Вт}$$

РОЗДІЛ 4

РОЗРОБЛЕННЯ СТАРТАП – ПРОЕКТУ

Сьогодні в Україні спостерігається поступовий розвиток засобів та інструментів, що сприяють інноваційній підприємницькій діяльності. Про це свідчить поява стартап інкубаторів, акселераторів, шкіл, а також технопарків та різноманітних стартап платформ. Всі вони потребують маркетингового забезпечення. Таким чином, мета даного дослідження полягає в Уточненні теоретичного підґрунтя маркетингу стартап - проектів та формуванні структурно - логічної схеми реалізації стартапів на промисловому ринку. В результаті дослідження встановлено, що фахівці та вчені пропонують різні підходи до розроблення стартап - проектів. Окрім того, більшість існуючих підходів не враховує особливостей промислового ринку. Під час проведення досліджень було уточнено, що теоретичне підґрунтя маркетингу стартап - проектів на промисловому ринку забезпечується постанням таких ключових елементів: промислового маркетингу, маркетингу малих підприємств та маркетингу високоризикових проектів (маркетингу венчурної індустрії).

Метою розділу є формування інноваційного мислення, підприємницького духу та формування здатностей щодо оцінювання ринкових перспектив і можливостей комерціалізації основних науково-технічних розробок, сформованих у попередній частині магістерської дисертації у вигляді розроблення концепції стартап-проекту в умовах висококонкурентної ринкової економіки глобалізаційних процесів.

Завдання розділу полягає в маркетинговому аналізі перспектив реалізації запропонованих магістрантом науково-технічних рішень та пропозицій, оцінювання можливостей їх ринкового впровадження.[21]

4.1. Опис ідеї проекту (товару, послуги, технології)

Зміст ідеї та можливі базові потенційні ринки, в межах яких потрібно шукати групи потенційних клієнтів [22].

Таблиця 1. Опис ідеї стартап-проекту

<i>Зміст ідеї</i>	<i>Напрямки застосування</i>	<i>Вигоди для користувача</i>
Створення сфокусованого УЗ перетворювача для локального впливу на внутрішнє вухо людини	Медицина	Економія коштів та часу

Аналіз потенційних техніко-економічних переваг ідеї порівняно із пропозиціями конкурентів.

Таблиця 2. Визначення сильних, слабких та нейтральних характеристик ідеї проекту

<i>№ n/n</i>	<i>Техніко-економічні характеристики ідеї</i>	<i>(потенційні) товари/концепції конкурентів</i>		<i>W (слабка сторона)</i>	<i>N (нейтральн а сторона)</i>	<i>S (сильна сторона)</i>
		<i>Мій проект</i>	<i>Іноземний</i>			
1.	Економічні	+	-			✓
2.	Призначення	+	+		✓	
3.	Надійність	+	-		✓	
4.	Ергономічні	+	-			✓
5.	Транспортабельності	+	+		✓	
6.	Безпека	+	+			✓

4.2. Технологічний аудит ідеї проекту

В межах даного підрозділу було проведено аудит технології, за допомогою якої можна реалізувати ідею проекту (технології створення товару).

Таблиця 3. Технологічна здійсненність ідеї проекту

№ n/n	Ідея проекту	Технології її реалізації	Наявність технологій	Доступність технологій
1	Розробка пезокерамічного перетворювача	Пайка елементів і блоків	наявні	доступні
2		Склеювання елементів та блоків	наявні	доступні
Обрана технологія реалізації ідеї проекту: Пайка елементів та блоків				

Реалізація данної технології можлива та технологічний процес пайки п'єзокерамічних елементів вміщує в себе наступні операції:

1. Підготовка електричних виводів;
2. Підготовка поверхонь п'єзоелементів;
3. Лудіння осрібленої поверхності п'єзоелементів;
4. Пайка п'єзоелементів з електричними виводами;
5. Контроль якості пайки.

4.3. Аналіз ринкових можливостей запуску стартап-проекту

Аналіз попиту: наявність попиту, обсяг, динаміка розвитку ринку (табл. 4).

Таблиця 4. Попередня характеристика потенційного ринку стартап-проекту

<i>№ n/n</i>	<i>Показники стану ринку (найменування)</i>	<i>Характеристика</i>
1	Кількість головних гравців, од	-
2	Загальний обсяг продаж, грн/ум.од	-
3	Динаміка ринку (якісна оцінка)	Зростає
4	Наявність обмежень для входу (вказати характер обмежень)	Наявність спеціалістів
5	Специфічні вимоги до стандартизації та сертифікації	ГОСТ 20790-82, ГОСТ 5962-67, ГОСТ 23256-86
6	Середня норма рентабельності в галузі (або по ринку), %	R=80%

За результатами аналізу таблиці можна зробити висновок що ринок є привабливим для входження за попереднім оцінюванням.

Надалі визначаємо потенційні групи клієнтів, їх характеристики, та формуємо орієнтовний перелік вимог до товару для кожної групи (табл. 5).

Таблиця 5. Характеристика потенційних клієнтів стартап-проекту

<i>№ n/n</i>	<i>Потреба, що формує ринок</i>	<i>Цільова аудиторія (цільові сегменти ринку)</i>	<i>Відмінності у поведінці різних потенційних цільових груп клієнтів</i>	<i>Вимоги споживачів до товару</i>
1.	Заощадження коштів	Медичні заклади, в яких присутні діти від 6 місяців, люди середнього та похилого віку з відсутністю можливості чути	Використання можливе лише в закладах з наявним спеціалістом в данній сфері	Зручність, надійність, безпечність

Після визначення потенційних груп клієнтів було проведено аналіз ринкового середовища: складено таблиці факторів, що сприяють ринковому впровадженню проекту, та факторів, що йому перешкоджають (таблиця 6, 7).

Ринкові можливості - це сприятливі обставини, які підприємство може використовувати для отримання переваг. Як приклад ринкових можливостей можна привести погіршення позицій конкурентів, різке зростання по-питу, появу нових технологій виробництва продукції, зростання рівня доходів населення і т. п. Слід зазначити, що можливостями з погляду SWOT-аналізу є не всі можливості, які існують на ринку, а тільки ті, які можна використовувати.

Ринкові загрози - події, настання яких може несприятливо вплинути на підприємство. Приклади ринкових загроз: вихід на ринок нових конкурентів, зростання податків, зміна смаків покупців, зниження народжуваності й т. п.

Таблиця 6. Фактори загроз

<i>№ n/n</i>	<i>Фактор</i>	<i>Зміст загрози</i>	<i>Можлива реакція компанії</i>
1.	Кваліфіковані спеціалісти	Відсутність певної кваліфікації	Створення інструкції для спеціалістів більш широкого профілю
2.	Економічний	Подорожчення комплектуючих товарів	Вдосконалення конструкції та матеріалів, для забезпечення більше бюджетних варіантів матеріалів

Таблиця 7. Фактори можливостей

<i>№ n/n</i>	<i>Фактор</i>	<i>Зміст можливості</i>	<i>Можлива реакція компанії</i>
1.	Заощадження коштів	Перевірка доцільності проведення кохлеарної імплантації	Збільшення виробництва
2.	Заощадження часу	Зменшити витрачений час в 4 рази	Вдосконалення процедури
3.	Демографічний	Збільшується населення – збільшується потреба у визначені на ранній стадії	Збільшити обсяги виробництва

Фінальним етапом ринкового аналізу можливостей впровадження проекту є складання SWOT-аналізу (матриці аналізу сильних (Strength) та слабких (Weak) сторін, загроз (Troubles) та можливостей (Opportunities) (таблиця 8) на основі виділених ринкових загроз та можливостей. Перелік ринкових загроз та ринкових можливостей було складено на основі аналізу факторів загроз та факторів можливостей маркетингового середовища. Ринкові загрози та

ринкові можливості є наслідками (прогнозованими результатами) впливу факторів, і, на відміну від них, ще не є реалізованими на ринку та мають певну ймовірність здійснення. Наприклад: зниження доходів потенційних споживачів – фактор загрози, на основі якого можна зробити прогноз щодо посилення значущості цінового фактору при виборі товару та відповідно, – цінової конкуренції (а це вже – ринкова загроза).

Таблиця 88. SWOT- аналіз стартап-проекту

Сильні сторони: ціна, надійність	Слабкі сторони: не універсальність, залучення ЕЕГ
Можливості: заощадження значної суми грошей	Загрози: усунення з ринку новими конкурентами, зменшення людей з захворюванням

На основі SWOT-аналізу було розроблено альтернативи ринкової поведінки (перелік заходів) для виведення стартап-проекту на ринок та орієнтовний оптимальний час їх ринкової реалізації з огляду на потенційні проекти конкурентів, що можуть бути виведені на ринок. Визначені альтернативи були проаналізовані з точки зору строків та ймовірності отримання ресурсів (таблиця 9).

Таблиця 99. Альтернативи ринкового впровадження стартап-проекту

№ п/п	Альтернатива (орієнтовний комплекс заходів) ринкової поведінки	Ймовірність отримання ресурсів	Строки реалізації
1	Розробка перетворювача, PR, просування бренду	90%	6 місяців
2	Розробка перетворювача, тестові варіанти віддати в медичні заклади	60%	3 місяці

Після аналізу було обрано альтернативу №1.

4.4. Розроблення ринкової стратегії проекту

Розроблення ринкової стратегії першим кроком передбачає визначення стратегії охоплення ринку: опис цільових груп потенційних споживачів (табл. 10).

Таблиця 1010. Вибір цільових груп потенційних споживачів

№ п/п	Опис профілю цільової групи потенційних клієнтів	Готовність споживачів сприйняти продукт	Орієнтовний попит в межах цільової групи (сегменту)	Інтенсивність конкуренції в сегменті	Простота входу у сегмент
1	Дитячі медичні заклади	95%	великий	велика	проста

2	Лікарні	60%	середній	середня	проста
Які цільові групи обрано: дитячі медичні заклади – це немовлята від 6 місяців, дана група має найбільший відсоток попиту, та група людей середнього віку має теж великий відсоток відносно загальної кількості населення.					

Для роботи в обраних сегментах ринку сформовано базову стратегію розвитку (таблиця 11).

За М. Портером, існують три базові стратегії розвитку, що відрізняються за ступенем охоплення цільового ринку та типом конкурентної переваги, що має бути реалізована на ринку (за витратами або визначними якостями товару).

Таблиця 11. Визначення базової стратегії розвитку

<i>№ n/n</i>	<i>Обрана альтернатива розвитку проекту</i>	<i>Стратегія охоплення ринку</i>	<i>Ключові конкурентоспроможні позиції відповідно до обраної альтернативи</i>	<i>Базова стратегія розвитку</i>
1.	Виготовлення деталей, програмування, створення малого виробництва(5-10 осіб), випуск на ринок	Диференційований маркетинг	Дешевизна Рентабельність Надійність	Стратегія диференціації

Стратегія диференціації передбачає надання товару важливих з точки зору споживача відмінних властивостей, які роблять товар відмінним від товарів конкурентів. Така відмінність може базуватися на об'єктивних або суб'єктивних, відчутних і невідчутних властивостях товару(у ширшому розумінні – комплексі маркетингу), бути реальною або уявною. Інструментом реалізації стратегії диференціації є ринкове позиціонування.

Реалізація цієї стратегії вимагає, як правило, більш високих витрат. Проте успішна диференціація дозволяє компанії домогтись більшої рентабельності за рахунок того, що ринок готовий прийняти більш високу ціну (цінову премію бренду).

При веденні конкурентної боротьби з використанням цієї стратегії на ринку в першу чергу терплять фіаско фірми, що не здатні визначати потреби цільових ринків, оперативно реагувати на зміни в ринковому попиті, проводити ефективну політику маркетингових комунікацій, не мають

необхідних навичок в області брендингу. Найважливішими здібностями, які повинна мати компанія, що приймає цю стратегію, є з генерування маркетингових ноу-хау, здійснення продуктових новацій.

Наступним кроком обрано стратегію конкурентної поведінки (таблиця 12).

Таблиця 12. Визначення базової стратегії конкурентної поведінки

<i>№ п/п</i>	<i>Чи є проект «першопрохідцем» на ринку?</i>	<i>Чи буде компанія шукати нових споживачів, або забирати існуючих у конкурентів?</i>	<i>Чи буде компанія копіювати основні характеристики товару конкурента, і які?</i>	<i>Стратегія конкурентної поведінки</i>
1	Так	Не існує конкурентів	Технічні характеристики розраховувались спеціально для даного типу застосування	Стратегія заняття конкурентної ніші.

Стратегія заняття конкурентної ніші.

При прийнятті стратегії зайняття конкурентної ніші (інші назви – стратегія фахівця або нішера) компанія в якості цільового ринку вибирає один або декілька ринкових сегментів. Головна особливість – малий розмір сегментів/сегменту. Ця конкурентна стратегія являється похідною від такої базової стратегії компанії, як концентрація.

Ніша, для того, щоб вона була привабливою для компанії, повинна задовольняти таким умовам:

- бути досить прибутковою, щоб робити доцільним процес виробництва і обслуговування;
- залишатися стабільною упродовж тривалого проміжку часу;
- має бути добре захищеною, мати високі вхідні бар'єри;
- бути непривабливою для конкурентів;
- відповідати цілям і ресурсам компанії, її специфічним можливостям.

Головне завдання для компаній, що вибирають стратегію нішера або фахівця, – це постійна турбота про підтримку і розвиток своєї конкурентної переваги, формування лояльності і прихильності споживачів, підтримка вхідних бар'єрів.

На основі вимог споживачів з обраних сегментів до постачальника (стартап-компанії) та до продукту (див. табл. 5), а також в залежності від

обраної базової стратегії розвитку (табл. 10) та стратегії конкурентної поведінки (табл. 12) розробляється стратегія позиціонування (табл. 13). що полягає у формуванні ринкової позиції (комплексу асоціацій), за яким споживачі мають ідентифікувати торгівельну марку/проект.

Таблиця 13. Визначення стратегії позиціонування

<i>№ п/п</i>	<i>Вимоги до товару цільової аудиторії</i>	<i>Базова стратегія розвитку</i>	<i>Ключові конкурентоспромож ні позиції власного стартап-проекту</i>	<i>Вибір асоціацій, які мають сформувавши комплексну позицію власного проекту (три ключових)</i>
1	Доступність Дешевизна Зручність	Стратегія диференці ації	Економія часу та значної суми грошей	Діагностувати можливості чути Економія грошей

Позиціонування — це маркетингове забезпечення товарів бажаного місця на ринку і у свідомості потенційних покупців (образ). Позиція компанії чи продукту показує чим він унікальний УТП (унікальну торговельну пропозицію), чим відрізняється від конкурентів (відстройка від конкурентів), чим корисний споживачу.

З точки зору маркетингу товар являє собою сукупність відчутних (розмір, колір, маса, швидкість і т. п.) і невідчутних (престижність, модність, сучасність і т. п.) властивостей.

Дослідження свідчать, якщо позиціонування здійснюється більше ніж за трьома ознаками, то воно є неефективним, оскільки не відкладається у свідомості споживача

4.4. Розроблення маркетингової програми стартап-проекту

Першим кроком є формування *маркетингової концепції товару*, який отримає споживач. Для цього у табл. 14 потрібно підсумувати результати попереднього аналізу конкурентоспроможності товару.

Таблиця 14. Визначення ключових переваг концепції потенційного товару

<i>№ п/п</i>	<i>Потреба</i>	<i>Вигода, яку пропонує товар</i>	<i>Ключові переваги перед конкурентами (існуючі або такі, що потрібно створити)</i>
1.	Економія часу	Діагностика за допомогою даного пристрою займає 30 хв.	Прототипів не існує

2.	Економія грошей	Діагностика в 100 разів дешевше	Прототипів не існує
----	-----------------	---------------------------------	---------------------

Надалі розробляється трирівнева маркетингова модель товару: уточнюється ідея продукту та/або послуги, його фізичні складові, особливості процесу його надання (табл. 14).

Таблиця 14. Опис трьох рівнів моделі товару

Рівні товару	Сутність та складові		
I. Товар за задумом	Завдяки даного пристрою, можливе проведення діагностики для виявлення дієздатності внутрішнього вуха людини, тобто сприймання інформації особисто		
II. Товар у реальному виконанні	Властивості/характеристики	М/Нм	Вр/Тх /Тл/Е/Ор
	1. робоча частота	2.5	МГц
	2. напруга живлення	220	В
	3. потужність випромінення	1	Вт
	Якість: стандарти ГОСТ 20790-82, ГОСТ 5962-67, ГОСТ 23256-86		
	Пакування: пластикова з внутрішнім гумовим покриттям коробка, розміром – 8х10см		
III. Товар із підкріпленням	Марка та назва: FUltrans for ear. Сфокусований УЗ перетворювач для локального впливу на слухову систему людини		
	До продажу : властивості товару, марочна назва, упаковка, маркування		
	Після продажу : монтаж, гарантійне обслуговування, доставка		
За рахунок чого потенційний товар буде захищено від копіювання: Унікальністю розробки та локальністю впливу на об'єкт			

Визначення цінових меж, якими необхідно керуватись при встановленні ціни на потенційний товар (остаточне визначення ціни відбувається під час фінансово-економічного аналізу проекту), яке передбачає аналіз ціни на товари-аналоги або товари субститути, а також аналіз рівня доходів цільової групи споживачів (табл. 20). Аналіз проводиться експертним методом.

Таблиця 1511. Визначення меж встановлення ціни

<i>№ п/п</i>	<i>Рівень цін на товари-замінники</i>	<i>Рівень цін на товари-аналоги</i>	<i>Рівень доходів цільової групи споживачів</i>	<i>Верхня та нижня межі встановлення ціни на товар/послугу</i>
1.	-	-	середній	7-10 тис. грн

Визначення оптимальної системи збуту, в межах якого приймається рішення (табл. 16):

- проводити збут власними силами або залучати сторонніх посередників (власна або залучена система збуту);

- вибір та обґрунтування оптимальної глибини каналу збуту;
- вибір та обґрунтування виду посередників.

Таблиця 126. Формування системи збуту

<i>№ п/п</i>	<i>Специфіка закупівельної поведінки цільових клієнтів</i>	<i>Функції збуту, які має виконувати постачальник товару</i>	<i>Глибина каналу збуту</i>	<i>Оптимальна система збуту</i>
1.	1) визнання наявності потреби 2) прийняття рішення про конкретні шляхи та джерела задоволення цієї потреби 3) укладення угоди.	Транспортування, сортування, поділ, зберігання, інформування	Однорівневий	Власними силами

Останньою складовою маркетингової програми є розроблення концепції маркетингових комунікацій, що спирається на попередньо обрану основу для позиціонування, визначену специфіку поведінки клієнтів (табл. 17).

Таблиця 17. Концепція маркетингових комунікацій

<i>№ п/п</i>	<i>Специфіка поведінки цільових клієнтів</i>	<i>Канали комунікацій, якими користуються цільові клієнти</i>	<i>Ключові позиції, обрані для позиціонування</i>	<i>Завдання рекламного повідомлення</i>	<i>Концепція рекламного звернення</i>
1.	1) усвідомлення потреби; 2) пошук інформації; 3) передпокупна оцінка варіантів; 4) купівля; 5) споживання; 6) оцінка альтернатив після покупки; 7) позбавлення.	1) теле- та радіомовлення 2) газети, журнали 3) інтернет	1) Доступність та об'єктивність 2) Плановірність і послідовність у реалізації	поширення інформації про метод діагностики слуху; вплив на процес прийняття рішення про купівлю	представлення моделі реального товару у фокусі споживчих потреб і запитів

Висновки

Згідно проведеного аналізу доведена можливість ринкової комерціалізації проекту. Наявний попит на кохлеарну імплантацію серед немовлят так і серед людей середнього віку – частина, яких складає 40 млн людей у світі. Що доводить попит і на попередню діагностику, завдяки якій можливе діагностування з використанням даного сфокусованого

перетворювача. Він не є універсальним, а тому може зацікавити як підхід до вирішення проблем людей з вадами слуху.

Кількість людей з вадами слуху в світі, нажаль, лише тільки збільшується. Даного типу перетворювача, який призначений для локального впливу на завитку людини у світі не існує.

Була обрана альтернатива розвиток проекту, яка забезпечує доцільне впровадження продукту. Подальша імплементація продукту є доцільною, тому що даний продукт може бути вдосконаленим як зовнішні так і технічні характеристики.

З огляду на проведений аналіз, можна чітко сказати, що подальша імплементація проекту є доцільною, адже він може знайти свою цільову аудиторію та зайняти місце на ринку та буде прибутковим.

ВИСНОВКИ

В магістерській дисертації було запропоноване застосування перспективного методу впливу сфокусованим ультразвуком в медицині, проаналізовані види біоакустичних фокусуєчих систем. За формулами для фокусуєчої системи з лінзою розраховано фокусну відстань для циліндричного неперервного хвильового фронту, коефіцієнт підсилення за тиском, та радіус дифракційного кружка. Отримано розподіл акустичного тиску перетворювача вздовж його вісі, та визначено протяжність фокальної зони. Для конструкції випромінювача який складається з плоского п'єзoelementу та акустичної лінзи були розраховані геометричні розміри та його електричні та акустичні параметри. За формулами чотирьох полюсника розрахований повний електричний імпеданс та його активна та реактивна складові. Проведено порівняння значень теоретичних та експериментальних АЧХ та ФЧХ електричного імпедансу п'єзоперетворювача.

В результаті виконання роботи отримані наступні результати:

1. Робочу частоту п'єзоперетворювача $f_0 = 2.5$ МГц, п'єзoelement виготовлений з п'єзокераміки PZT-8: діаметром 20мм та товщиною 0.87мм, акустична лінза з полістиролу: радіус $R = 10$ мм, та фокусна відстань $F = 55$ мм.
2. Акустичні добротності при випромінненні у повітря $Q_a = 25.15$, та у воду $Q_a = 30.67$, коефіцієнт електромеханічного зв'язку п'єзокераміки при її навантаженні повітрям $k_t = 0.725$, та водою $k_t = 0.89$.
3. Проаналізовані переваги та недоліки методів розширення смуги п'єзоперетворювачів для дефектоскопії та контрольно-вимірної апаратури. Були розраховані акустичні параметри, а саме коефіцієнт передачі в режимі випромінювання $k_{II} = 7,1 \frac{\kappa\text{Па}}{B}$, тиск акустичної хвилі $P_0 = 54.77 \kappa\text{Па}$ та напруга, що подається на перетворювач $U_F = 15B$.

Література:

1. Каневский И. Н. Фокусирование звуковых и ультразвуковых волн // М.: Наука, 1977. - С. 9-10.
2. Гаврилов Л.Г. Фокусированный ультразвук высокой интенсивностью в медицине // Известия Южного федерального университета. Технические науки. -2013. -№ 11 (148). -С. 208-209
3. Розенблюм А.С. Новые методы диагностики нарушений слуха / А.С. Розенблюм, Е.М. Цирульников. -СПб.б, 1993.- 53 с.
4. Yasutaka N. Ultrasonic transducer [Электронный ресурс] / N. Yasutaka, E. Susumu // United States Patent Application Publication. – 1987. – Режим доступа до ресурсу: <http://www.freepatentsonline.com/4676106.html>.
5. Nieters E. Ultrasonic transducer [Электронный ресурс] / E. Nieters, M. Francis Xavier Gigliotti, J. Norman Barshinger // United States Patent Application Publication.. – 2008. – Режим доступа до ресурсу: <http://www.freepatentsonline.com/20100147080.pdf>.
6. Каркищенко Н. Н. Об эффективности и безопасности ультразвуковой транскраниальной стимуляции головного мозга человека / Н. Н. Каркищенко, Д. Б. Чайванов, А. А. Вартанов. // Журнал Биомедицина. – 2011. – №2. – С. 4–17.
7. Проблемы исследования эффектов воздействия ультразвукового излучения на организм человека / [В. И. Короченцев, В. Т. Коваль, Г. А. Шабанов та ін.]. // Известия Южного федерального университета. Технические науки. – 2012. – №9. – С. 210–214.
8. Шатилов М.С. Клинико-физиологические аспекты использования фокусированного ультразвука в отологии.; Автореф. дис. . канд. мед наук. — СПб. -1992. -С. 1.
9. Розенблюм А. С. Сенсорное восприятие. Опыт исследования с помощью фокусированного ультразвука / Розенблюм А. С. –Л.: Наука, 1985. – 86 с.

10. Акустика речи. Медицинская и биологическая акустика. Архитектурная и строительная акустика. Шумы и вибрации. Сборник трудов Научной конференции "Сессия Научного совета РАН по акустике и XXIV сессия Российского акустического общества". Т. III. - М.: ГЕОС, 2011. 81-87 с.
11. Medical Ultrasound Safety. Second Edition, 2009. – 64 с. – (American Institute of Ultrasound in Medicine).
12. Мрочек А. Г. Терапевтические эффекты ультразвука и их использование в практической кардиологии / А. Г. Мрочек, В. П. Сытый, Э. В. Руденко. // Журнал "Медицинские новости". – 1995. – №2. – С. 20–28.
13. Gavrilov L. R. Spiral arrangement of elements of two-dimensional ultrasonic therapeutic arrays as a way of increasing the intensity at the focus / L. R. Gavrilov, O. A. Sapozhnikov, V. A. Khokhlova // Bulletin of the Russian Academy of Sciences: Physics. – 2015. – Режим доступа до ресурсу: <https://link.springer.com/article/10.3103/S106287381510010X>
14. Росницкий П. Б., Гаврилов Л. Р., Юлдашев П. В., Сапожников О.А., Хохлова В. А. О возможности применения многоэлементных фазированных решёток для ударноволнового воздействия на глубокие структуры мозга // Акустический журнал. 2017. 63, 5, 489-500. DOI: 10.7868/S0320791917050100.
15. Memoli G., Caleap M., Asakawa M., Sahoo D. R., Drinkwater B. W., Subramanian S., Metamaterial bricks and quantization of meta-surfaces, Nature Communications, 2017, 8, 14608
16. Дідковський В.С., Найда С.А. П'єзоелектричні перетворювачі медичних ультразвукових сканерів.-К.: Видавничий центр «Просвіта», 1999. – 78с
17. Домаркас В.Й., Кажис Р.-И. Функции передачи пьезопреобразователей в виде пластинок с учетом механических и

- электрических нагрузок. — “Научн. труды вузов Лит. ССР, Ультразвук”, 1971
18. Русаков И. Г. Пьезоэлектрический преобразователь высокой частоты. //ЖТФ, 1943
19. Домаркас В. Й. Контрольно-измерительные пьезоэлектрические преобразователи / В. Й. Домаркас, Р. И. Кажис. -Вильнюс: Минтис, 1975.– 258с.
20. Касаткин Б.А., Павин Н.Я. Многопараметровая оптимизация и энергетические оценки широкополосных пьезопреобразователей. //Акуст. ж., 1980
21. О.Є. Кофанов, О.В. Зозульов Науково-методичні засади розроблення маркетингової стратегії стартап-проектів на промисловому ринку, - Економічний простір №115,2016
22. Гавриш О.А. Розроблення стартап-проекту.Методичні рекомендації до виконання розділу магістерських дисертацій для студентів інженерних спеціальностей / За заг. ред. О.А. Гавриша. – Київ : НТУУ «КПІ», 2016. – 28 с.